

E 2040

Victor H.

REF. ALVA

Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ŞI ELECTRONICA • BUCUREŞTI • ANUL 21 • Nr. 1 • MARTIE 1977

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 21

Nr. 1

martie 1977

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

CZ 621.3.078 : 621.398

REGLARE AUTOMATĂ
ACȚIONĂRI ELECTRICE

Mihordea, P. : Circuite neliniare în schemele de reglare ale acționărilor electrice cu motor de curent continuu și tiristoare.
E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 1, mar 1977, p. 1

Articolul prezintă o serie de circuite neliniare din structura reglatoarelor acționărilor reglabile cu motor de c.c. și tiristoare.

CZ 621.316.345 : 621.374

MODULAȚIE Δ
GENERAREA TRAIECTORIEI
VITEZĂ CONSTANTĂ PE CONTUR

Kelemen, A., Săndulescu, Gh. și Mărăcinescu, Val. : Tendințe actuale în prelucrarea digitală a distribuțiilor de impulsuri pentru generarea traiectoriilor.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 1, mar 1977, p. 5

Articolul prezintă o serie de probleme legate de generarea digitală a traiectoriilor de comandă numerică, prin prisma analizei modulației Δ a trenurilor de impulsuri.

CZ 331.015. 11

CRITERII ERGONOMICE
CAMERE DE COMANDĂ

Morar Mariana : Introducerea criteriilor ergonomice la proiectarea camerelor de comandă în energetică.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 1, mar 1977, p. 8

Lucrarea abordează un domeniu de mare actualitate în tehnica mondială cu implicații puternice asupra optimizării sistemelor complexe om-mașină.

CZ 621-52

ALGORITM DE CONTURARE
CNC-COMANDA NUMERICĂ CU CALCULATOR
TRAIECTORII DIGITALE

Săndulescu, Gh. : Algoritmi avansați pentru interpolarea traiectoriilor liniare, circulare, parabolice, hiperbolice și spațiale, cu aplicații la echipamentele de conturare de tip CNC.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 1, mar 1977, p. 11

Lucrarea dezvoltă matematic un procedeu nou și avansat de generare a traiectoriilor cu aplicații la echipamentele de comandă numerică de tip CNC.

CZ 621.374.3

CIRCUITE IMPRIMATE
SISTEME DE COMUTAȚIE

Anton, R. și Mandu, Gh. : Folosirea circuitelor imprimate în realizarea conexiunilor în interiorul sertarelor de tip USILOG E.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 1, mar 1977, p. 16

Se prezintă o soluție tehnică originală pentru realizarea echipamentelor USILOG E.

CZ 621.513.322 : 621.314.5

CONVERTIZOARE CU TIRISTOARE
GENERATOARE SINCRONE
CENTRALE ELECTRICE

Miciu, I. : Protecția convertizoarelor cu tiristoare utilizate pentru sistemele de excitație ale generatoarelor sincrone din centralele electrice.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 1, mar 1977, p. 19

Lucrarea prezintă variate scheme de protecție ale convertizoarelor, depinzând de parametrii excitației generatorului din centralele electrice.

CZ 621-523

COMANDĂ NUMERICĂ
CONTROL ADAPTIV
ELECTROEROZIUNE CU FIR

Mărăcinescu, Val. : Comandă numerică cu control adaptiv pentru procesul de electroeroziune cu fir .

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 1, mar 1977, p. 26

Lucrarea se referă la structura comenzii numerice care conduce procesul de prelucrare prin electroeroziune cu fir.

Sachelarie, D. și Sachelarie M.: **Influența timpului de viață al purtătorilor minoritari din bază asupra frecvenței limită f_{α} și de tranziție f_T , la tranzistoarele cu bază uniformă.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 1, mar 1977, p. 30

Lucrarea demonstrează relații noi de calcul pentru un tranzistor cu bază uniformă, ținând seamă de influența timpului de viață al purtătorilor minoritari din bază asupra acestor valori limită.

Ciobanu, M.I. și Lazarovici, C.: **Fazmetru analogic cu circuite integrate în domeniul frecvențelor audio.**

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 1, mar 1977, p. 37

Autorii prezintă schema și performanțele unui fazmetru de clasă 0,2 în gama de frecvență 50—10000 Hz, bazat pe metoda temporară de măsurare a defazajului.

REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMÂNEȘTI MANIFESTĂRI ȘTIINȚIFICE ȘI TEHNICE

41
46

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. st. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. st. tehn. ing. A. AVRAMESCU; ing. I. BĂTRÎNA; prof. dr. doc. st. tehn. ing. N. BOȚAN; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEĂ; dr. ing. D. BUZNEA; prof. dr. ing. S. CĂLIN; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing. V. CEONICĂ; prof. dr. doc. st. tehn. ing. V. CORLĂȚEANU; prof. dr. ing. T. DORDEA; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; dr. ing. ȘT. GROSU; prof. dr. ing. M. HÂNGĂNIUC; prof. dr. doc. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; prof. dr. ing. D. F. LĂZĂROIU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. st. tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; ing. I. PAPA-DACHE; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România; ing. A. POPA; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU; acad. prof. dr. st. tehn. ing. REMUS RĂDULEȚ; ing. M. SÎRBU; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TÂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică: GRETA ANDREIA
Tehnoredactor: CORNELIA CRISTESCU

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA și AUTOMATICA” (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini, sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică automată, mașini-unelte și mecanică fină, apare în cadrul OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ (O.I.D. — I.C.P.E.). Articolele trimise spre publicare și cererile de abonamente se vor primi la O.I.D., București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190 și 379, plata abonamentelor făcându-se prin mandat poștal pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 30.16.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual, 30 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar, 5 lei. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „INFORMAȚIA”, București, str. Brezoianu, nr. 23—25, C. 1603. Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc., nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM” — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței, nr. 64—66 P.O.B.—2001.—Telex. 011226

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.3.078: 621.398

ПРИВОДЫ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ
РЕГУЛИРОВАНИЕ АВТОМАТИ-
ЧЕСКОЕ

Михордя, П.: Нелинейные цепи в регулирующих схемах электропривода с двигателем постоянного тока и с тиристорами.

Е.Е.А. — *Automatica și Electronica* 21, № 1, март 1977, стр. 1

В статье представлена серия нелинейных цепей из структуры регуляторов, регулируемых двигателями с двигателем постоянного тока и тиристорами.

УДК 621.316.345: 621.374

ГЕНЕРИРОВАНИЕ ТРАКТА
МОДУЛЯЦИИ
СКОРОСТЬ ПОСТОЯННАЯ НА
КОНТУРЕ

Келемен, А., Сандулеску, Г. и Мэрэцеску, Вал.: Современные направления в цифровой обработке рас-
пределений импульсов для генерирования траекторий.
Е.Е.А. — *Automatica și Electronica* 21, № 1, март 1977, стр. 5

В статье излагается серия вопросов связанных с цифровым генерированием траектор цифрового управления, посредством анализа модуляции последовательности импульсов.

УДК 331.015. 11

КАМЕРЫ УПРАВЛЕНИЯ
КРИТЕРИИ ЭРГОНОМИЧЕСКИЕ

Морар, Мариана: Внедрение эргономических критериев при проектировании камер управления в энергетике.
Е.Е.А. — *Automatica și Electronica* 21, № 1, март 1977, стр. 8

Работа посвящается весьма актуальным вопросам в мировой технике с вовлечением в оптимизации комплексных систем человек-машина.

УДК 621—52

АЛГОРИТМ КОНТУРИРОВАНИЯ
ТРАКТЫ ЦИФРОВЫЕ
УПРАВЛЕНИЕ-СНС ЦИФРОВОЕ
С ЭВМ

Сандулеску, Г.: Передовые алгоритмы для интерполяции линейной, циркулярной, параболической, гиперболической и специальной траекторий с применением в оборудовании контурирования типа CNC.

Е.Е.А. — *Automatica și Electronica* 21, № 1, март 1977, стр. 11

В работе представлен, с математической точки зрения новый и передовой метод генерирования траектор при применении в оборудовании цифрового управления типа CNC.

УДК 621.374.3

СИСТЕМЫ КОММУТАЦИИ
ЦЕПИ ПЕЧАТНЫЕ

Антон, Р., и Манду, Г.: Использование печатных цепей при осуществлении связей, внутри ящиков типа USILOG E.

Е.Е.А. — *Automatica și Electronica* 21, № 1, март 1977, стр. 16

Представлено техническое оригинальное решение для осуществления оборудования USILOGE.

УДК 621.313.322: 621.314.5

ГЕНЕРАТОРЫ СИНХРОННЫЕ
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ ТИРИСТОР-
НЫЕ
ЭЛЕКТРОСТАНЦИИ

Мичу, И.: Защита тиристорных преобразователей используемых для систем возбуждения синхронных генераторов электростанций.

Е.Е.А. — *Automatica și Electronica* 21, № 1, март 1977, стр. 19

В работе представляются разнообразные схемы защиты преобразователей, зависящих от параметров возбуждения генератора электростанции.

УДК 621—523

КОНТРОЛЬ АДАПТИВНЫЙ
УПРАВЛЕНИЕ ЦИФРОВОЕ
ЭЛЕКТРОЭРОЗИЯ НИТЬЮ

Мэрэцеску, Вал.: Цифровое управление с адаптивным контролем для процесса электроэрозии нитью.
Е.Е.А. — *Automatica și Electronica* 21, № 1, март 1977, стр. 26

Работа занимается структурой цифрового управления процесса обработки путём электроэрозии нитью.

УДК 621.382

ДОЛГОВЕЧНОСТЬ τ_n
ЧАСТОТА ПЕРЕХОДНАЯ f_T
ЧАСТОТА ПРЕДЕЛЬНАЯ f_α

Сакелариу, Д. и Сакелариу, М.: Влияние долговечности миноритарных носителей из основы на предельную частоту f_α и переходную f_T при равномерной основе транзисторов.

Е.Е.А. — *Automatica și Electronica* 21, № 1, март 1977, стр. 30

В работе представляются новые вычислительные отношения для транзистора с равномерной основой, имея ввиду влияние долговечности на эти предельные величины.

УДК 621.3.02

ЦЕПИ ПЕЧАТНЫЕ
ФАЗОМЕР АНАЛОГОВЫЙ

Чобану, М., И. и Лазарович, К.: Аналоговый фазомер с печатными цепями в области частот аудио.

Е.Е.А. — *Automatica și Electronica* 21, № 1, март, 1977, стр. 37

Авторы представляют схему и характеристики фазометра класса 0,2 в диапазоне частоты 50—10 000 Гц, на основе темпорального измерительного метода сдвига фаз.

ДОСТИЖЕНИЯ РУМЫНСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ
НАУЧНЫЕ И ТЕХНИЧЕСКИЕ НОВОСТИ 46

INHALT

UDK 621.3.078: 621.398

AUTOMATISCHE REGELUNG
ELEKTRISCHE ANTRIEBE

Mihordea, P.: Nichtlineare Regelkreise für elektrische Antriebe mit Gleichstrommotoren und Thyristoren.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 21, nr. 1, März 1977, p. 1

In dem Aufsatz werden eine Serie von nichtlinearen Regelkreisen aus dem Bereich der regelbaren Gleichstrom — und Thyristorantriebe dargelegt.

UDK 621.316.345: 621.374

MODULATION Δ
ERZEUGUNG DER TRAJEKTORIE
KONTUR GLEICHER GESCHWINDIGKEIT

Kelemen, A., Săndulescu, Gh. u. Mărcănescu, Val.: Derzeitige Tendenzen für die digitale Verarbeitung der Impulsverteilung für die Erzeugung der Trajektorien.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 21, nr. 1, März 1977, p. 5

In dem Aufsatz werden eine Serie von Probleme behandelt, welche die digitale Erzeugung der Trajektorien mit numerischer Steuerung auf Grund der Modulationsanalyse der Impulsfolge erörtern.

UDK 331.015.11

ERGONOMISCHE KRITERIEN
STEUERKAMMER

Morar Mariana: Einführung ergonomischer Kriterien bei der Projektierung der Steuerkammer in der Energetik.

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 21, nr. 1, März 1977, p. 8

Die Arbeit behandelt ein Gebiet von grosser Bedeutung für die Technik der Gegenwart mit besonderer Implikation für die Optimierung der komplexen Systeme Mensch-Maschine.

Săndulescu, Gh.: Voreilende Algorithmen für die Interpolation der linearen, kreisförmigen parabolischen, hyperbolischen und Raumtrajektorien, mit Anwendung für die Überschlag-ausrüstungen vom CNC-Typus.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 1, März 1977, p. 11

Es wird ein neues mathematisches Verfahren für die Erzeugung der Trajektorien mit Anwendung für die Ausrüstungen mit digitaler Steuerung von CNC-Typus entwickelt.

DK 621.374.3

GEDRUCKTE SCHALTUNGEN
UMSCHALTSYSTEME

Anton, R. u. Mandu, Gh.: Anwendung der gedruckten Schaltungen für die Anschlüsse im Innern der Einschübe von USILOG-Typus.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 1, März 1977, p. 16

Es wird eine originale technische Lösung für die Herstellung der USILOG E.-Ausrüstungen entwickelt.

DK 621.313.322 : 621.314.5

THYRISTORUMFORMER
SYNCHRONGENERATOREN
ELEKTRIZITÄTSWERKE

Miciu, I.: Schutz für Thyristorumformer welche bei den Erregersystemen der Synchrongeneratoren in den Elektrizitätswerken angewendet werden.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 1, März 1977, p. 19

In dem Aufsatz werden verschiedene Schutzvarianten für Umformer dargelegt, welche durch die Erregerparameter des Generators in den Elektrizitätswerken bedingt sind.

DK 621-523

DIGITALE STEUERUNG
ADAPTIVE KONTROLLE
ELEKTROEROSION MIT LEITER

Mărăcinescu, Val.: Digitale Steuerung mit adaptiver Kontrolle für den Elektroerosionsvorgang mit Leiter.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 1, März 1977, p. 26

Die Arbeit bezieht sich auf die Struktur der digitalen Steuerung für die Leitung des Arbeitsprozesses mittels Elektroerosion mit Leiter.

DK 621.382

GRENZFREQUENZ f
TRANSITIONSFREQUENZ f_T
LEBENSDAUER τ_n

Sachelarie, D. u. Sachelarie, M.: Einfluss der Lebensdauer der Nebenträger der Basis auf die Grenzfrequenz f_x und Transitionsfrequenz f_T bei den Transystoren mit gleichförmiger Basis.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 1, März 1977, p. 30

Der Aufsatz enthält neue Rechenbeziehungen für ein Transystor mit gleichförmiger Basis, wobei der Einfluss der Lebensdauer der Nebenträger der Basis auf diese Grenzwerte in Betracht gezogen wird.

DK 621.3.02

ANALOGPHASENMESSE
INTEGRIERTE SCHALTUNGEN

Ciobanu, M. I. u. Lazarovici, C.: Analogphasenmesser mit integrierten Schaltungen im Bereiche der Audio-frequenzen.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 1 März 1976, p. 37

Die Verfasser berichten über die Leistung eines Phasenmessers Klasse 0,2, im Bereiche der Frequenz von 50—10 000 Hz, auf Grund der Zeitmethode für die Messung der Phasenschiebung.

LEISTUNGEN DER RUMANISCHEN INDUSTRIE 41
WISSENSCHAFTLICHE UND TECHNISCHE ARBEITEN

CONTENTS

DC 621.3.078 : 621.398

AUTOMATIC REGULATION
ELECTRIC DRIVES

Mihordea, P. Non-linear circuits in thyristors and d.c. motors electric drives regulation schemes.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, no. 1, mar. 1977, p. 1

The article presents a series of nonlinear circuits of the thyristor and d.c. motor adjustable drives regulators structure.

DC 621.316.345 : 621.374

MODULATION Δ
TRAJECTORY GENERATION
CONTOUR CONSTANT SPEED

Kelemen, A., Săndulescu, Gh., Mărăcinescu, Val.: Present day tendencies in the digital processing of the impulse distributions for the trajectories generation.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, no. 1, mar. 1977, p. 5

The article presents a series of problems concerning the digital generation of numerical control trajectories, considering the modulation analysis of the impulse sequence.

DC 331.015.11

ERGONOMIC CRITERIA
SWITCH ROOMS

Morar Mariana: The ergonomic criteria introduction for the switch rooms design in energetics.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, no. 1, mar. 1977, p. 8

The work deals with a very interesting field in the world technique, with powerful implications upon the complex man-machine systems optimization.

DC 621-52

OUTLINING ALGORITHM
CNC — DIGITAL COMPUTER
CONTROL
DIGITAL TRAJEKTORIES

Săndulescu, Gh.: Advanced algorithms for the linear, circular, parabolic, hyperbolic and spatial trajectories interpolation, with applications to the CNC type outlining equipments.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, no. 1, mar. 1977, p. 11

The work develops mathematically a new and advanced method of trajectories generation with applications to the CNC type digital control equipments.

DC 621.374.3

PRINTED CIRCUITS
SWITCHING SYSTEMS

Anton, R. and Mandu, Gh.: The printed circuits utilization for the connections in the interior of the USILOG E type drawers.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, no. 1, mar. 1977, p. 16

A technical original solution is presented for the achievement of the USILOG type equipments.

DC 621.313.322 : 621.314.5

THYRISTOR CONVERTERS
SYNCHRONOUS GENERATORS
ELECTRIC POWER STATIONS

Miciu, I.: Thyristor converter protection used for the excitation systems of the synchronous generators of the electric power station.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, no. 1, mar. 1977, p. 19

The work presents various converter protection schemes, depending upon the electric power stations generator excitation parameters.

DC 621-523

DIGITAL COMMAND
ADAPTIVE CONTROL
WIRE ELECTRO-EROSION

Mărăcinescu Val.: Digital command with adaptive control for the wire electroerosion process.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, no. 1, mar. 1977, p. 26

The work deals with the digital command structure which leads the processing procedure by means of the wire electroerosion.

LIMIT FREQUENCY f_{α}
CROSSOVER FREQUENCY f_T
LIFE TIME τ_n

Sachelarie, D. and Sachelarie, M. : The life-time influence of the base minority carriers on the limit frequency f_{α} and the crossover frequency f_T at the uniform base transistors.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, no. 1, mar. 1977, p. 30

The work demonstrates new computing relations for a uniform base transistor taking into account the life-time influence of the base minority carriers upon these limiting values.

ANALOGUE PHASEMETER
INTEGRATED CIRCUITS

Ciobanu, M. I. and Lazarovici, C. : Analogue phasemeter with integrated circuits used in the audio-frequency field.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, no. 1, mar. 1977, p. 37

The authors present the scheme and performances of a class 0.2 phasemeter in the frequency range 50—10 000 Hz, based upon the temporal measuring method of the phase shift.

ROMANIAN INDUSTRIAL ACHIEVEMENTS 41

SCIENTIFIC AND TECHNICAL EVENTS 46

SOMMAIRE

REGLAGE AUTOMATIQUE
ACTIONNEMENTS ELECTRIQUES

Mihordea, P. : Circuits nonlinéaires dans les schémas de réglage des actionnements électriques à moteur de courant continu et à thyristors

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 1, mars 1977, p. 1

L'article présente une série de circuits nonlinéaires de la structure de régulateurs des actionnements réglables à moteur de courant continu et à thyristors.

MODULATION Δ
GÉNÉRATION DE LA TRAJECTOIRE
VITESSE CONSTANTE SUR CONTOUR

Kelemen, A., Săndulescu, Gh. et Mărăcișescu, Val. : Tendence actuelles dans le traitement digital des distributions d'impulsions pour la génération des trajectoires.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 1, mars 1977, p. 5

L'article présente une série de problèmes concernant la génération digitale des trajectoires de commande numérique, à travers l'analyse de la modulation des trains d'impulsions.

CRITÈRES ERGONOMIQUE
CHAMBRES DE COMMANDE

Morar Mariana : L'introduction des critères ergonomiques dans le projet des chambres de commande en énergétique.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 1, mars 1977, p. 8

L'ouvrage aborde un domaine de grande actualité dans la technique mondiale ayant de grandes implications dans l'optimisation des systèmes complexes homme-machine.

ALGORITHME DE CONTOUR
CNC-COMMANDE NUMÉRIQUE SUR
ORDINATEUR
TRAJECTOIRES DIGITALES

Săndulescu, Gh. : Algorithmes avancés pour l'interpolation des trajectoires linéaires, circulaires, paraboliques, hyperboliques et spatiales, à applications dans les équipements de contour du type CNC.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 1, mars 1977, p. 11

L'ouvrage développe du point de vue mathématique un procédé nouveau et avancé de génération des trajectoires à applications dans les équipements de commande numérique du type CNC.

CIRCUITS IMPRIMÉS
SYSTÈMES DE COMMUTATION

Anlon, R. et Mandu, Gh. : Utilisation des circuits imprimés dans la réalisation des connexions à l'intérieur des tiroirs du type USILOG E

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 1, mars 1977, p. 16

On présente une solution technique originale pour la réalisation des équipements USILOG E.

CONVERTISSEURS À THYRISTORS
GÉNÉRATEURS SYNCHRONES
CENTRALES ÉLECTRIQUES

Miciu, I. : La protection des convertisseurs à thyristors utilisés pour les systèmes d'excitation des générateurs synchrones des centrales électriques.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 1, mars 1977, p. 19

L'ouvrage présente divers schémas de protection des convertisseurs dépendant des paramètres d'excitation du générateur des centrales électriques.

COMMANDE NUMÉRIQUE
CONTROLE ADAPTABLE
ELECTROERROSION À CONDUCTEUR

Mărăcișescu, Val. : Commande numérique à contrôle adaptable pour le processus d'électroérosion à conducteur.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 1, mars 1977, p. 26

L'ouvrage de rapporte à la structure de la commande numérique qui régit le processus de traitement par électroérosion à conducteur.

FRÉQUENCE LIMITE f_{α}
FRÉQUENCE DE TRANSITION f_T
TEMPS DE VIE τ_n

Sachelarie, D. et Sachelarie, M. : L'influence du temps de vie des porteurs minoritaires de la base sur la fréquence limite f_{α} et de transition f_T pour les transistors à base uniforme.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 1, mars 1977, p. 30

L'ouvrage démontre de nouvelles relations de calcul pour un transistor à base uniforme, en tenant compte de l'influence du temps de vie des porteurs minoritaires de la base sur ces valeurs limite.

PHASÉMÈTRE ANALOGIQUE
CIRCUITS INTÉGRÉS

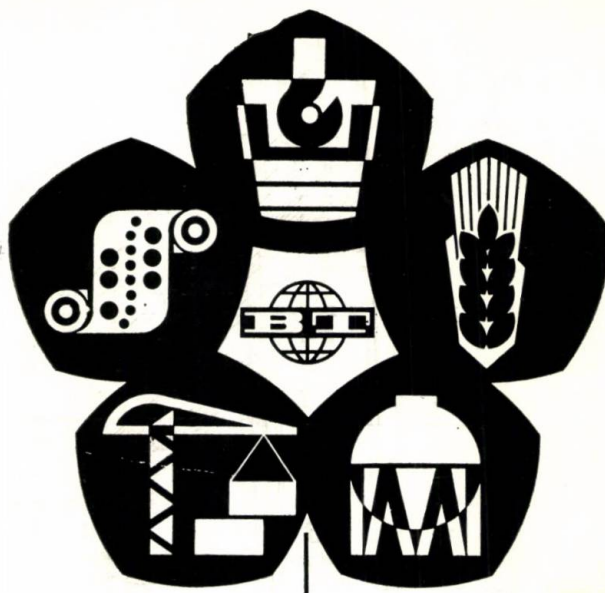
Ciobanu, M. I. et Lazarovici, C. : Phasemètre analogique à circuits intégrés dans le domaine des audiofréquences.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 1, mars 1977, p. 10

Les auteurs présentent le schéma et les performances d'un phasemètre de classe 0,2 dans la gamme de fréquence 50—10 000 Hz, basé sur la méthode temporelle de mesure du déphasage.

REALISATIONS DE L'INDUSTRIE ROUMAINE 41

MANIFESTATIONS SCIENTIFIQUES ET TECHNIQUES



ORGANIZAȚIA UNIONALĂ

"VNESHTECHNIKA"

MOSCOVA, U. R. S. S.

acordă sprijin organizațiilor de cercetări științifice, proiectări de construcții și proiectări tehnologice, întreprinderilor industriale și firmelor sovietice și străine în rezolvarea problemelor comerciale, de transport și juridice legate de realizarea colaborării tehnico-științifice, în domeniile:

- efectuării lucrărilor de cercetări științifice, proiectări de construcții și proiectări tehnologice în comun și pe bază de comenzi;
- executării comenzilor organizațiilor sovietice și străine pentru elaborarea și transmiterea documentației tehnico-științifice, precum și pentru confecționarea și închirierea utilajelor științifice, prototipurilor, produselor și materialelor;
- efectuării de expertize tehnico-științifice, încercări de materiale și consultații.

ORGANIZAȚIA UNIONALĂ

"VNESHTECHNIKA"

MOSCOVA, U. R. S. S., 119034,
STAROKONIUSENNY PEREUOK, 6,
TELEFON 202-02-60
TELEX: Garant 7918
TELEGRAPH: MOSKVA VNESHTECHNIKA
FILIAL: KIJEV, 252033,
N. BOTANICHESKAJA UL., 2,
TELEFON: 24-51-44
TELEGRAMA: KIJEV VNESHTECHNIKA
PUBLICOM

Circuite neliniare în schemele de reglare a acționărilor electrice cu motor de curent continuu și tiristoare

PETRU MIHORDEA* — București

Scopul urmărit de un echipament de reglare automată este ca acesta să asigure în funcționare indici de calitate staționari și dinamici optimi. Fără măsuri tehnice adecvate, funcționarea nu poate fi corespunzătoare și uneori nu se poate asigura stabilitatea, datorită apariției unor timpi morți, cit și variației unor parametri favorizați de regimul de curent întrerupt și de neliniaritățile specifice unor componente ale schemei de reglare.

Înainte de toate, la acționări reglabile cu tiristoare, a căror constante de timp inerțiale sînt compensate și deci făcute inefficiente prin intermediul tehnicii reglării, timpii morți și constantele de timp necompensabile ale filtrelor sau ale unor bucle de reglare subordonate au, ca urmare, o diminuare pronunțată a amortizării și în legătură cu aceasta, o creștere corespunzătoare a zonei oscilațiilor. La sarcini reduse, în special în regim de curent întrerupt, circuitul de reglare a curentului devine lent, iar circuitul de turație supraordonat, acordat pentru sarcina nominală, devine oscilant.

Variația unor parametri impuși de procesul reglării, cit și neliniaritățile specifice anumitor componente din circuitul de reglare, pot avea ca efect reducerea amplificării, ceea ce înseamnă un proces tranzitoriu prea amortizat și cu timp de răspuns crescut.

Compensarea efectelor nedorite de mai sus se poate realiza prin introducerea unor circuite neliniare la loc potrivit în schema de reglare, încît sistemul să funcționeze corect și să aibă o comportare cit mai apropiată de cea optimă. Cele mai importante măsuri tehnice din categoria circuitelor neliniare constînd din diode, diode Zener și rezistențe, pentru a se ajunge la un sistem practic optimal, sînt cele care intervin pentru limitarea sau suprimarea pînă la un anumit prag a mărimii semnalului, modificarea amplificării în bucla de reglare, formarea unei funcții s.a. Aceste procedee, descrise în continuare, au fost aplicate, în majoritatea lor, la variatoarele de turație prevăzute cu convertizoare cu tiristoare, elaborate de către IPA și executate de către întreprinderea Electrotehnica.

Limitarea semnalelor

Tensiunea de ieșire a reglatoarelor din buclele de reglare a unor acționări cu motor de c.c., trebuie limitată la valoarea semnalului

standardizat, obișnuit $\pm 10V$, pentru a se evita intrarea în saturație a reglatoarelor și deci, timpii morți la ieșirea din saturație care pot să ajungă pînă la 200 ms. În cazul regulatorului de turație, tensiunea de ieșire fiind, de fapt, valoarea

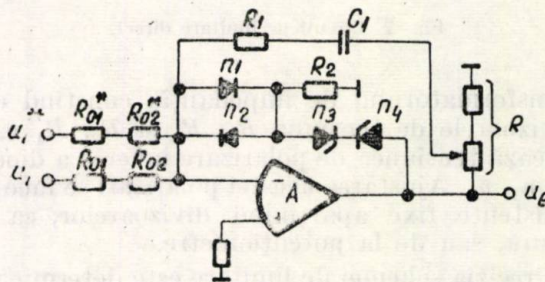


Fig. 1. Limitarea semnalului cu circuit nelinier (diode, diode Zener, rezistențe) în calea de reacție a regulatorului.

rea impusă pentru curentul indusului, aceasta urmează să fie limitată după voie la valori și și mai mici.

Evitarea intrării în saturație a amplificatoarelor se realizează în mod simplu prin stabilirea unei reacții negative cu două diode Zener, sau cu o combinație din diode Zener, diode și rezistență, așa cum se arată în figura 1. Cînd diodele Zener n_3, n_4 inseriate în opoziție, intră în conducție, reacția negativă realizată de acestea, împiedică amplificatorul operațional A să treacă în saturație, prin aceea că tensiunea punctului de comparație de la intrare, nu se mai află la valoarea limită și nu se mai deplasează.

Pentru a se evita degradarea preciziei datorită curentului invers al diodelor Zener, acesta este trecut la masă printr-o rezistență R_2 , relativ mică ($\sim 1 k\Omega$), în loc să treacă la intrarea amplificatorului. Cit timp tensiunea rezultată pe R_2 este mică, diodele în opoziție n_1, n_2 sînt blocate și izolează intrarea amplificatorului operațional de curentul invers al diodelor Zener, excepție făcînd curentul prin diode de decuplare n_1, n_2 . Datorită tensiunii mici de pe aceste diode, noul curent care ajunge la intrare, este foarte redus.

Circuitele de limitare cu diode Zener s-au dovedit foarte utile în schema reversibilă cu inversare prin contactoare pe indusul motorului, pentru evitarea saturării regulatorului de curent la nivele de tensiune mult depărtate de limitele plajei de lucru a blocurilor de comandă pe grilă.

Pentru limitări la tensiuni dorite, necesare mai ales regulatorului de turație, se conectează

* Ing. Mihordea Petru este cercetător științific principal la IPA — București.

în serie cu acesta un transformator de impedanță (repetor de tensiune), prevăzut cu circuite de limitare, așa cum se arată în schema din figura 2.

Limitarea în ambele sensuri ale tensiunii de ieșire este stabilită de circuitele de la intrarea

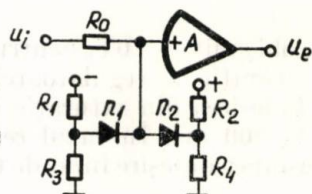


Fig. 2. Circuit de limitare direct.

transformatorului de impedanță, constind din divizoarele de tensiune R_1 , R_3 și R_2 , R_4 care fixează tensiunea de polarizare inversă a diodelor n_1 , n_2 . Ajustarea acestei polarizări se face cu rezistențe fixe aparținând divizoarelor, ca în figură, sau de la potențiometre.

Precizia schemei de limitare este determinată de valorile de prag ale diodelor și de toleranțele rezistențelor divizoarelor de tensiune. Astfel, eroarea dintre tensiunea de ieșire și tensiunea prescrisă pentru limitare poate să ajungă pînă la 1 V.

Pentru limitări mai precise se folosesc scheme care efectuează limitarea printr-o reglare. Acestea constau din două amplificatoare operaționale pentru reglare, câte unul pentru fiecare polaritate a tensiunii de alimentare și la care se adaugă eventual și un transformator de impedanță. Pentru compensarea căderii de tensiuni a diodelor, acestea sînt introduse în calea de reacție a celor două amplificatoare.

Schema din figura 3 este destinată să funcționeze în serie cu regulatorul. Cînd $U_{L-} < U_i < U_{L+}$ amplificatoarele A_1 și A_2 sînt supracomandate,

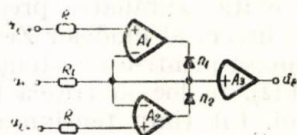


Fig. 3. Limitator cu reglare conectat în serie cu regulatorul.

diodele n_1 , n_2 blocate, iar tensiunea u_i ajunge la ieșire prin transformatorul de impedanță A_3 cu $K = 1$. Dacă $u_i > u_{L+}$, amplificatorul A_1 reglează tensiunea de diferență de la intrare față de nul, ceea ce înseamnă $u_i = u_{L+}$. În mod analog are loc procesul pentru limitare negativă.

Schemele din figurile 2 și 3 sînt circuite serie, nu sînt recomandate totdeauna, deoarece nu împiedică încărcarea condensatoarelor din reglatoarele ce le preced la nivele nedorite, cu efect de timp mort la ieșirea din saturație.

Schema din figura 4 reprezintă modul de conectare în paralel a limitatorului cu un regulator de turație $Regn$. Ca și în cazul precedent, limitatorul lucrează pe baza erorii de la intrare, rezultată din comparația tensiunilor de limi-

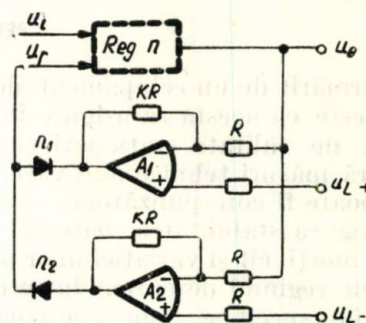


Fig. 4. Limitator cu reglare conectat în paralel cu regulatorul.

tare u_{L+} , u_{L-} , ca mărimi impuse și tensiunea de ieșire u_e a regulatorului ca mărime măsurată. Cînd $u_{L-} < u_e < u_{L+}$, amplificatoarele A_1 și A_2 ale limitatorului sînt supracomandate și diodele n_1 , n_2 blocate. Dacă la o variație a tensiunii de intrare u_i a regulatorului, valoarea tensiunii de ieșire u_e a acestuia depășește tensiunea de limitare u_{L+} sau u_{L-} , atunci amplificatorul în cauză A_1 sau A_2 își modifică rapid mărimea de ieșire, diodele n_1 sau n_2 intră în conducție și un curent de corecție impus de u_r este injectat în amplificatorul regulatorului de turație. Astfel, diferența tensiunilor de la intrarea limitatorului se micșorează, avînd loc reglarea în condițiile anulării acestei diferențe, deci menținerii egalității $u_e = u_L$. Avîndu-se în vedere că regulatorul de turație exemplificat are de cele mai multe ori o comportare PI , se conferă limitatorului comportarea P . La factorul de amplificare a amplificatoarelor din limitator $K = 100$, eroarea relativă de reproducere a tensiunii de limitare ajunge $(u_e - u_L)/u_L = 1\%$. Prin simetrizarea cît mai bună a rezistențelor și corectarea nulului amplificatoarelor din limitator, eroarea de reproducere poate să ajungă la cîteva miimi.

Suprimarea semnalelor pînă la praguri prestabilite

În schemele de reglare ale acționărilor reglabile se pune problema ca un regulator sau alt component să nu fie influențat de un semnal de la intrare decît de la o anumită valoare în sus, deci sub limita prescrisă semnalul trebuie să fie suprimat. Un exemplu de utilizare este acela al reglării convergente, care asigură cu un singur regulator pe lîngă reglarea parametrului principal (de exemplu, turația motorului) și limitarea automată a unuia sau mai multor parametri auxiliari (de exemplu, curentul de accelerare și frinare a motorului). Se înțelege că trecerea de la reglarea parametrului principal la limitarea parametrului auxiliar se face printr-o

comutare în circuitul de intrare a regulatorului, care se realizează în modul cel mai simplu cu diode Zener (fig. 5).

În acest circuit de reglare simplu, cât timp valoarea de ieșire u_i a traductorului de curent T_{ai}

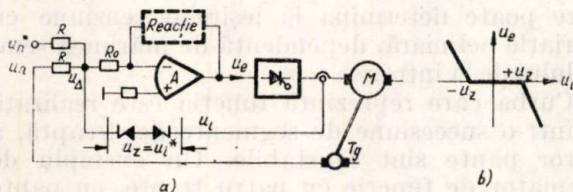


Fig. 5. Circuit de reglare a turației cu limitarea curentului de la valoarea de prag a diodelor Zener.

este mai mică decît valoarea de prag a diodelor Zener $\pm u_z$, acestea sînt blocate și tensiunea de la intrarea regulatorului este proporțională cu abaterea de turație :

$$u_{\Delta} = \frac{R_0}{R + 2R_0} (u_n^* - u_n).$$

Dacă curentul rotorîc depășește valoarea maximă admisibilă, atunci diodele Zener intră în conducție și injectează un curent în amplificatorul regulatorului, care modifică valoarea impusă de turație în sensul unei descărcări moderate a curentului. De data aceasta, potențialul u_{Δ} devine proporțional cu abaterea de curent $u_{\Delta} = u_i^* - u_i$.

Variația amplificării prin modificarea structurii de la intrare a regulatorului

Dacă în circuitul indusului motorului de c.c. există o bobină de filtrare saturabilă, regulatorul de curent poate fi prevăzut în calea de măsură de la intrare cu un circuit neliniar, constînd din rezistențe și diode (fig. 6). Acest procedeu, aplicat la variatoarele de turație reversibile pentru mașini-unelte, prevăzute cu convertizoare monofazate cu tiristoare și bobine de filtrare, au dat rezultate foarte bune.

Încetinirea vitezei de variație la valori mici ale curentului rotorîc, datorită inductanței mari

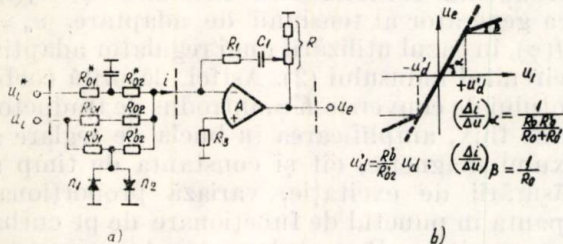


Fig. 6. Regulatorul cu structură variabilă în funcție de semnalul de intrare, în sensul reducerii amplificării la creșterea semnalului de la intrare :

a — structura regulatorului; b — caracteristica de transfer a circuitului de la intrare.

și amplificării micșorate în buclă, cît și unele oscilații la creșterea curentului, datorită inductanței mici și amplificării mărite în buclă, sînt în mare măsură compensate, ca urmare a modificării pantei caracteristicii de transfer a circuitului neliniar de la intrare.

La semnale mici diodele n sînt blocate (rezistență infinită) pînă la atingerea tensiunii de prag u_d , rezistența $R_0 = R_{01} + R_{02}$ fiind în paralel cu rezistența $R'_0 = R'_{01} + R'_{02}$ mărește curentul injectat i , iar panta caracteristicii de transfer a circuitului neliniar de la intrare este mare (panta α). La semnale mari, și anume pentru $u_i > \frac{R'_0}{R'_0} u_d$, pragul diodelor este depășit

și căderea pe acestea rămîne constantă, rezistența de la intrare devine mai mare R_0 , iar panta caracteristicii de transfer a circuitului neliniar de la intrare este mică (panta β).

O altă schemă a regulatorului cu structură variabilă la intrare este dată în figura 7. Aici, la semnale mici diodele sînt blocate (rezistență infinită), rezistența R'_0 este înseriată în circuit astfel că panta caracteristicii de transfer a circuitului de la intrare este mică. La semnale mari, și anume pentru :

$$u_i > \frac{R_0 + R'_0}{R'_0} u_d,$$

diodele intră în conducție, scurtcircuitează rezistența R'_0 , iar panta caracteristicii de transfer a circuitului de la intrare este mare.

Structura regulatorului de mai sus este adecvată reglării curentului rotorîc. La curenți mici, în regim de curent întrerupt, răspunsul

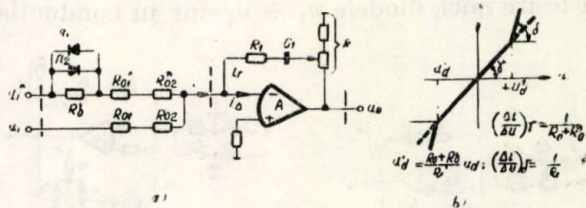


Fig. 7. Regulator cu structură variabilă în funcție de semnalul de intrare, în sensul creșterii amplificării la creșterea semnalului de intrare :

a — structura regulatorului; b — caracteristica de transfer a circuitului de la intrare.

buclei de curent este mai lent, ducînd la oscilații în bucla de turație, ceea ce se evită prin reducerea amplificării în această zonă (fig. 7).

Variația amplificării prin modificarea structurii reacției paralele a regulatorului

La acționări cu alimentare pe indus a motorului de c.c. prin convertizor cu tiristoare (cu excepția celor reversibile cu curent de circulație), trecerea în regim de curent întrerupt la sarcini reduse, duce, după cum s-a mai arătat,

la un răspuns lent al buclei de reglare a curen-
tului și la oscilații în bucla de reglare a turației,
datorită creșterii însemnate a constantei de timp
echivalente a buclei de curent. În lipsa unui regu-
lator de curent autoadaptiv [3, 4], se poate
utiliza un circuit neliniar în reacția regulatoru-
lui de turație, care la un anumit semnal de
ieșire impune trecerea de la comportarea PI la
comportarea P (eventual PI) cu factor de
amplificare scăzut. Un astfel de regulator este
prezentat în figura 8, aplicat la majoritatea
variatoarelor de turație pentru mașini-unelte.

La valori mici, sub pragul de deschidere a di-
odelor n , acestea sînt blocate și reacția PI a regu-
latorului este șuntată de rezistența de reacție $R_3 +$
 $+ R_4$, care determină o comportare P cu factor
de amplificare redus. Cînd valoarea de ieșire
 u_e crește, ceea ce înseamnă o valoare impusă
mai mare curențului (la reglarea în cascadă),
convertizorul de tiristoare iese din regimul de
curent întrerupt și diodele n se deschid, punînd
practic la masă rezistențele R_3 , R_4 , care nu mai
au nici un efect. Pragul de intervenție a comutării
structurii regulatorului în funcție de nivelul de
trecere în regim de curent întrerupt se poate
varia prin alegerea diodelor, de Ge sau Si, cît
și prin înserierea acestora. Un exemplu de
utilizare a acestui circuit este prezentat în [6],
la care $R_3 = 150 \text{ k}\Omega$, $R_4 = 100 \text{ k}\Omega$, iar pragul
de intervenție corespunde la tensiunea de
ieșire a regulatorului de 1,5 V, adică 15% din
 $I_n (I_n \triangleq 10 \text{ V})$.

O altă variantă de schemă a regulatorului cu
structură variabilă în reacție este prezentată în
figura 9.

Circuitul neliniar din reacție influențează
comportarea ca și în cazul precedent. La semnale
de ieșire mici, diodele $n_1 \div n_4$ sînt în conducție,

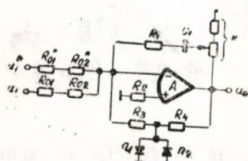


Fig. 8. Regulator cu struc-
tură variabilă în funcție de
semnalul de ieșire.

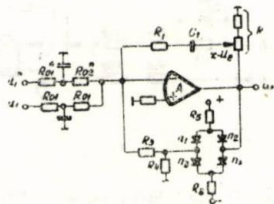


Fig. 9. Regulator cu struc-
tură variabilă în funcție de
semnalul de ieșire

iar rezistența R_3 este conectată între intrarea și
ieșirea amplificatorului operațional A . La se-
nale de ieșire mai mari decît un anumit prag,
are loc blocarea unei perechi de diode, după
caz n_2 , n_3 sau n_1 , n_4 , încît circuitul neliniar din
reacție nu mai are nici un efect. Pragul de comu-
tare, adică tensiunea sub care se intră în dome-
niul de sensibilitate diminuată (comportare P
cu filtru) și factor de amplificare micșorat,
este determinat de valoarea rezistenței R_4 ,
iar amplificarea în acest domeniu este deter-
minată de rezistența R_3 .

Formarea unor funcții

În circuitele de reglare ale acționărilor regla-
bile de c.c. este deosebit de importantă reali-
zarea unor funcții după care variază un anumit
parametru. Formatorul de funcție este acela
care poate determina la ieșire o tensiune cu
variație neliniară, dependentă de mărimea sem-
nalului de la intrare.

Curba care reprezintă funcția este realizată
printr-o succesiune de segmente de dreaptă, a
căror pante sînt ajustabile. Un exemplu de
formator de funcție cu patru trepte, cu pante
ajustabile, este reprezentat în figura 10. Schema

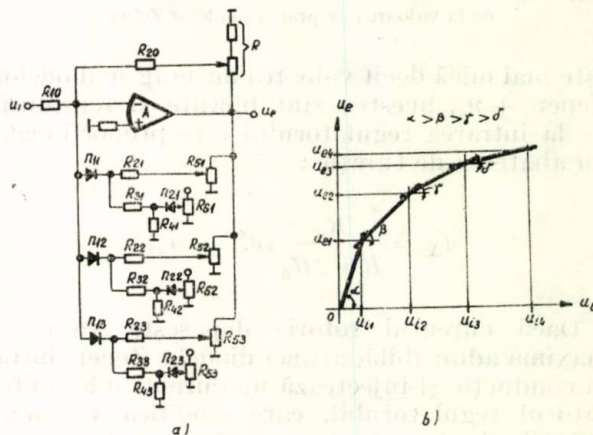


Fig. 10. Formator de funcție :

a - structura formatorului; b - caracteristica $u_e = f(u_i)$.

constă dintr-un amplificator operațional și trei
circuite de reacție neliniare, constînd din diode,
rezistențe și potențiometre. La creșterea tensi-
unii de intrare, se deschid pe rînd diodele, pola-
rizate, cu ajutorul potențiometrelor R_{61} , R_{62} ,
 R_{63} , reducîndu-se în trei trepte factorul de
amplificare

$$K = \frac{1}{x} \cdot \frac{R_{20}}{R_{10}}$$

al amplificatorului, determinat în starea de
blocare a diodelor.

La reglarea pe indus și pe excitație a motoru-
lui de c.c. formatorul de funcție poate servi
ca traductor de flux în circuitul de excitație,
reproducînd caracteristica neliniară $\varphi = f(i_e)$
și ca generator al tensiunii de adaptare, $u_a =$
 $= f(\varphi)$, în cazul utilizării unui regulator adaptiv
în circuitul indusului (2). Astfel, datorită coefi-
cientului de conversie $K\varphi$, introdus de traducto-
rul de flux, amplificarea în bucla de reglare a
fluxului magnetic, cît și constanta de timp a
înfășurării de excitație, variază proporțional
cu panta în punctul de funcționare de pe curba
de magnetizare. Raportul acestor doi parametri
și implicit funcția de transfer în zona frecven-
țelor, care determină comportarea dinamică a
sistemului, sînt constante și nu depind de punc-
tul de funcționare. Bucla de reglare a fluxului

are același timp de răspuns în regim dinamic, iar în bucla tensiunii electromotoare, supraordonată, a cărui regulator reglează la valoare constantă t.e.m. ($e = k_e \varphi n = \text{ct.}$), nu mai apare un element neliniar și deci, nici amplificarea variabilă. Această schemă a fost utilizată la acționări ale unor mecanisme de laminor.

De asemenea, regulatorul adaptiv efectuează compensarea scăderii amplificării în bucla de turație, datorită fluxului diminuat, modificând constanta de integrare a regulatorului potrivit semnalului de adaptare u_a , dat de generatorul de funcție. Abaterile tranzitorii și timpii de răspuns ai buclei de turație sînt aceleași în întreg intervalul de diminuare a fluxului.

Concluzii

În circuitele de reglare ale acționărilor cu motoare de c.c. și tiristoare, circuitele neliniare cu diode și rezistențe intervin, de regulă, în structura reglatoarelor. Aceste circuite influențează regimul static și dinamic al acționării reglabile în sensul limitării unor mărimi, compensării variației unor parametri care se modifică cu punctul de funcționare, datorită procesului reglării sau neliniarităților componentelor schemei de reglare. Scopul urmărit prin introducerea circuitelor neliniare în structura

schemelor de reglare este de a se asigura o funcționare stabilă a acționării și de a se obține pe cît posibil abateri tranzitorii și timpii de răspuns corespunzători ajustării optime.

În mod obișnuit nu se fac restricții în folosirea circuitelor neliniare, un același regulator (de ex. regulatorul de turație) poate fi dotat cu diferite circuite neliniare, de limitare a mărimii de ieșire, de schimbare a comportării și reducere a amplificării etc.

BIBLIOGRAFIE

- [1] K ü m m e l, F. *Elektrische Antriebstechnik*. Berlin-Heidelberg-New York, Springer-Verlag, 1971.
- [2] W e i n r i c h, G. ș. a. *Sisteme de reglare unificate pentru procese rapide*, vol. 1. București, Ed. tehnică, 1970.
- [3] B u x b a u m, A. *Regelung von Stromrichter bei lückenden und nichtlückenden Ankerstrom*. In: *Techn. Mitt. AEG-Telefunken*, nr. 6, 1969, p. 348—352.
- [4] B u x b a u m, A. *Aufbau und Funktionsbauweise des adaptiven Ankerstromreglers*. In: *Techn. Mitt. AEG-Telefunken*, nr. 7, 1971, p. 371—374.
- [5] S c h l e i h e r, L. *Schaltungskonzept für Reglerfunktionen in Bausteinsystem SIMADIN-C*. In: *Siemens Zeitschrift* 48, nr. 1, 1974, p. 13—14.
- [6] *** *Regelsystem SIMADIN-C*. Katalog RE 1 Nachtrag. ian 1974, Siemens.
- [7] *** *Applications of Operational Amplifiers* Jerald G. Graeme Bour-Brown Research Corporation. New York, Mc. Graw-Hill Book Company.
- [8] *** *Echipamente modulare cu semiconductoare de putere*, vol. 1. Colectiv de elaborare, IPA.

CZ 621.316.345 : 621.374

MODULAȚIE Δ
GENERAREA TRAIECTORIEI
VITEZA CONSTANTĂ PE CONTUR

Tendințe actuale în prelucrarea digitală a distribuțiilor de implusuri pentru generarea trailectoriilor

A. KELEMEN, GH. SĂNDULESCU și VAL. MĂRĂCINESCU* — Cluj-Napoca, București

Această lucrare își propune evidențierea succintă a unui aspect deosebit și atractiv privitor la structura echipamentelor de CN (comandă numerică). Conform considerațiilor următoare majoritatea echipamentelor de CN de conturare constituie sintetizarea unei cascade de dispozitive de modulare Δ a trenurilor de impulsuri.

Modulația Δ consideră cantitățile ce intervin în transformări drept incrementele ale cantității inițiale, iar valoarea realizată la sfîrșitul transformării, după o lege oarecare, se obține prin însumarea incrementelor separate.

Valoarea unui singur increment δ_ξ al variabilei ξ este reprezentată prin :

$$\delta_\xi = \frac{1}{S_\xi}, \quad (1)$$

* Dr. ing. A. Kelemen este profesor la I.P. Cluj-Napoca, ing. Gh. Săndulescu este cercetător științific pr., doctorand, în secția de comandă numerică IPA și ing. Val. Mărăcinescu, cercetător științific la secția de comandă numerică IPA.

S reprezentînd nivelul (raportul) cuantificării și fiind preales desfășurării procesului, determină durata și limitele de precizie a soluției.

Incrementii δ_ξ sînt reprezentați prin impulsuri electrice, care sînt generate la momente de timp t_i , corespunzător schimbării valorii funcției.

Orice transformator al informației operînd cu cantități reprezentative prin modulație Δ primește la intrare secvențe de forma :

$$\begin{aligned} & a_x(t_i)\delta_x \dots\dots\dots a_x(t_i + k)\delta_x \dots\dots \\ & a_y(t_i)\delta_y \dots\dots\dots a_y(t_{i+j})\delta_y \dots\dots\dots (2) \\ & \dots\dots\dots \\ & a_w(t_i)\delta_w \dots\dots\dots a_w(t_{i+n})\delta_w \dots\dots, \end{aligned}$$

unde : $Q(t_i)$ ia valoarea +1, -1 în binar și +1,0, -1 în ternar.

O secvență de cuante, respectiv un tren de impulsuri produce la ieșirea convertorului de

cazul unui minicalculator. Cel de-al doilea bloc modulează Δ după viteza rezultantă cu care trebuie parcursă traiectoria. Viteza de ieșire este deci modificată prin variația referinței valorii paralel aplicată acestui modulator, referința care provine din programare sau este calculată. La rîndul său modulatorul Δ al vitezei are frecvența modulată Δ de către generatorul funcțiilor de accelerare — decelerare după o exponențială :

$$\begin{cases} a(1 - e^{-kt}), & \text{pentru accelerare;} \\ ae^{-kt}, & \text{pentru decelerare,} \end{cases} \quad (6)$$

în cazul motoarelor pas cu pas (la motoarele de curent continuu aplicîndu-se decelerarea constantă, avînd ca rezultat o descreștere liniară în timp a vitezei).

În sfîrșit modulatorul funcției de accelerație-decelerație primește frecvența de tact sub forma unui tren de impulsuri modulat Δ , după funcția controlului adaptiv.

Prin urmare, un sistem de comandă numerică de conturare poate fi asimilat unei cascade de moduleatoare Δ , la care semnalul de ieșire al unui bloc devine semnal de tact pentru următorul modulator.

Se constată că tehnica distribuirii și grupării impulsurilor după funcțiile de deplasare realizează generarea traiectoriilor în CN ca și alte aplicații cu posibilități elastice de intervenție asupra parametrilor acestei generări. În acest sens repartitia finală a impulsurilor poate fi definită printr-o funcție de forma :

$$F(x) = M (1 - Ae^{-Kt}) Be^{-K_1 t} (C \sin \theta + D \cos \theta) f(a_{cc}), \quad (7)$$

cuprinzînd funcția de distribuție a impulsurilor pentru control, viteză, accelerare-decelerație, interpolare și control adaptiv.

Așa cum s-a arătat, în CN viteza de deplasare a sculei pe contur este determinată de distribuțiile de impulsuri generate de lanțul moduleatoarelor Δ . Eforturi au fost depuse în controlul și menținerea vitezei constante pe contur.

O posibilitate este prezentată în figura 4, [2]. Metoda constă în corectarea frecvenței fundamentale f_v , corespunzător vitezei tehnologice, care pilotează generatorul pe contur, determinînd distribuțiile de impulsuri pe axele mașinilor.

Curba programată este aproximată prin deplasări incrementale corespunzătoare impulsurilor de acționare de la interpolator.

Pentru a realiza corecția de viteză constantă se analizează grupuri mici de impulsuri produse de generatorul de contur.

Avînd în vedere faptul că numărul de combinații pe grup este limitat, se pot determina coefi-

cienții de corecție ce vor sta la baza calculului frecvenței f_k , ce se va implementa în frecvența fundamentală.

Dacă numărul de impulsuri de acționare f_v produse nesimultan de interpolator pe cele trei

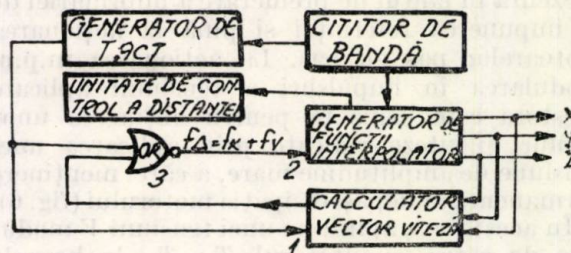


Fig. 4

axe este n_x, n_y, n_z , distanța total parcursă va fi

$$n_v = n_x + n_y + n_z, \quad (8)$$

în timp ce valoarea distanței de parcurs este :

$$n_v = \sqrt{n_x^2 + n_y^2 + n_z^2}. \quad (9)$$

Corecția se efectuează prin introducerea a n_k impulsuri în șirul fundamental n_Δ , astfel încît :

$$n_\Delta = n_v + n_k, \quad (10)$$

relație care, raportată la timpul t , oferă ecuația :

$$f_k = f_x + f_y + f_z - \sqrt{f_x^2 + f_y^2 + f_z^2}. \quad (11)$$

Calculatorul calculează impulsurile de corecție pentru realizarea condiției :

$$f_\Delta = f_v + f_k. \quad (12)$$

În figura 4 blocul 1 calculator-vector-viteză, prelucrează informațiile oferite de interpolatorul 2 pe cele trei axe și produce un tren de impulsuri de corecție care prin intermediul porții SAU 3 realizează ecuația (12).

Este esențială alegerea numărului n_Δ dintr-un grup de impulsuri analizat, deoarece dacă această valoare este mică scade precizia corecției, iar dacă este prea mare, conduce la o mărire și scumpire substanțială a hardware-ului, precum și la creșterea erorii datorită timpului lung de așteptare pînă la formarea grupului.

Blocul vector-viteză (fig. 5) lucrează în modul următor :

Numărătoarele 1, 2, 3 înregistrează numărul de impulsuri de acționare, unitatea de control 7

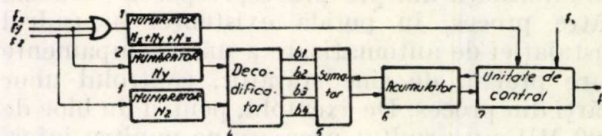


Fig. 5

sesizează formarea grupurilor constante de cîte șase impulsuri ce trebuie analizate, iar decodificatorul 4 stabilește un coeficient al raportului

dintre numărul de impulsuri pe cele două axe, în vederea producerii impulsurilor de corecție.

Se poate constata că prelucrarea digitală a impulsurilor constituie un procedeu avansat în generarea și urmărirea vitezei pe contur, fiind prezentă în lanțul de prelucrare a informației de la impunerea referinței și pînă la acționarea motoarelor pas cu pas. La acționarea m.p.p. modularea în impulsuri a tensiunii aplicate acestora este utilizată pentru obținerea unor cupluri și viteze ridicate prin aplicarea unei tensiune de amplitudine mare, a cărei menținere permanentă ar depăși disipația motorului (fig. 6).

În acest sens, aplicarea unei tensiuni V modulate de către comutatorul T_1, T_2 , la bornele inductanței L , conduce la obținerea unor curenți ridicați în condiții de putere redusă (fig. 7). În cazul acționării digitale cu motoare pas cu pas, această metodă conduce la timpi de răspuns foarte reduși, ceea ce oferă utilizatorului posibilitatea unor comenzi directe rapide, fără a mai fi nevoie de o filtrare numerică pentru accelerare-decelerare a distribuțiilor de impulsuri.

Avînd în vedere simplitatea și eficacitatea sistemelor de comandă numerică lucrînd în

bucă deschisă, prin controlul comenzii semnalelor digitale necesare acționării motoarelor pas cu pas, se deschid noi perspective cercetărilor și utilizatorilor din industrie în etapa actuală.

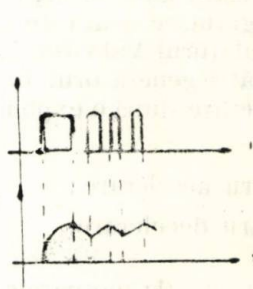


Fig. 6

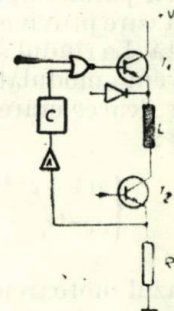


Fig. 7

BIBLIOGRAFIE

- [1] Shileiko, A. V., *Digital differential analysers*. Perform press, 1964.
- [2] Per Harald Holmgren. *Maintaining desired speed of cutting tool in numerically controlled machine tool*. Patent SUA 1973.

Z 331. 015.11

CRITERII ERGONOMICE
CAMERE DE COMANDĂ

Introducerea criteriilor ergonomice la proiectarea camerelor de comandă în energetică

MARIANA MORAR* — București

Introducerea criteriilor ergonomice în concepția mijloacelor de muncă reprezintă o tendință specifică procesului de revoluție în știință și tehnologie, care urmărește creșterea productivității muncii sociale, prin mărirea aportului factorului uman la potențialul maxim de care dispune, în condițiile menținerii unui nivel normal de solicitare.

Pentru energetică, cu deosebire, blocurile de mare putere, pupitrul din camera de comandă constituie locul central de joncțiune între factorul uman și procesul tehnologic condus. În acest loc se cumulează un număr impresionant de informații dinspre proces, respectiv comenzi către proces, în pofida existenței în cadrul instalației de automatizare a unor echipamente care preiau, de sine stătător, controlul unor părți din proces. De exemplu, pentru un bloc de 300 MW au rezultat necesare pe pupitru informații asociate următoarelor:

— 400 acționări (motoare, vane, electromagneți);

- 60 organe de execuție de reglare;
- 400 parametri tehnologici (temperaturi, presiuni etc.);
- 900 semnalizări de avertizare.

Cu cele de mai sus, execuția modulară miniaturizată a pupitrului a devenit obligatorie, rezolvîndu-se astfel problemele de spațiu, dar mărind gradul de dificultate în ceea ce privește relația „OPERATOR — PUPITRU”, motiv pentru care concepția primelor pupitre aferente blocurilor 300 MW de la CTE-Rovinari a format obiectul atestării din punct de vedere ergonomic de către Institutul de psihologie al Academiei R.S.R.

Dată fiind complexitatea problemei, colaborarea menționată nu poate substitui preocupările independente ale proiectantului instalației de automatizare de la care se solicită, în consecință, includerea criteriilor ergonomice în stabilirea soluției tehnice pentru pupitrul de comandă.

Această lucrare își propune să ordoneze activitățile propuse, concluziile finale urmînd a fi

* Mariana Morar este inginer proiectant la Institutul de cercetări și proiectări automatizări — București.

stabilite după o perioadă de circa 1 an de exploatare a instalațiilor existente.

Cadrul general al activităților de cercetare din punct de vedere ergonomic al pupitrului este dat în figura 1. Rezultatele cercetării fundamen-

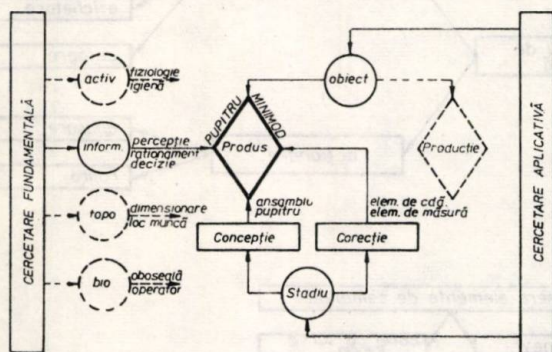


Fig. 1. Cadrul general al activităților de cercetare din punct de vedere ergonomic pentru pupitru-minimod.

tale (literatură de specialitate), în special domeniul ergonomiei informaționale, vor forma criterii de analiză a soluțiilor existente, vizând atât acțiuni de „corecție” (cu deosebire pentru elementele de comandă, module, eventual aparatele de măsură), cât și acțiuni de „concepție” atestate ergonomic (cu deosebire pentru soluția de ansamblu a pupitrului). Metodele moderne de cercetare menționează și pentru acest caz, necesitatea considerării relațiilor „OM-PUPITRU-MEDIU” ca un sistem informațional (fig. 2). În acest sistem, procesul atribuit operatorului „percepție — raționament — decizie”, utilizează pupitrul atât ca generator de informații de intrare (excitații), cât și ca receptor de informații de ieșire (execuții), fiind permanent supus perturbațiilor din partea mediului ambiant.

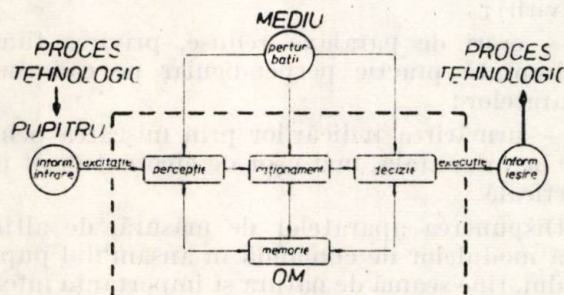


Fig. 2. Sistemul om-pupitru-mediu.

Urmărind schema de analiză din figura 3, se vor evidenția în continuare, pentru exemplificare, unele aspecte ergonomice specifice pupitrului MINIMOD utilizat în energetică.

Folosirea aparatelor de măsură modul 48×48 și 96×48 răspund, în general, principalelor criterii de alegere, și anume:

- ușurința citirii informațiilor;
- evitarea posibilității interpretării eronate a informațiilor;

— informația citită direct, fără calculul suplimentar;

— viteza și precizia citirii;

— capacitatea de recepție simultană a semnalelor;

— evidențiere clară față de alte elemente de pe pupitru, cu mențiunea că aparatele 48×48 sunt utilizate cu precădere pentru indicări de poziții ale organelor de execuție, abateri de reglare, încărcare sarcină motor și numai în mod excepțional pentru indicarea unor parametri tehnologici.

Elementele de comandă fac parte, prin excelență, din categoria celor pentru operații rapide și precise — acționare prin degete — și sunt constituite din butoane de apăsare, pentru toate comenzile, mai puțin fixarea mărimilor de referință ale reguletoarelor, pentru care se utilizează butoane rotative.

Pe un modul de comandă 24×48 pot figura până la maxim 3 butoane, diametrul acestora cât și distanțele dintre butoane fiind mai mici decât cele recomandate de rezultatele cercetărilor fundamentale (12,5 mm, respectiv 15 mm).

Abaterea față de distanța minimă dintre butoane este numai aparentă, dacă se ia în considerare faptul că organul comandat se identifică prin modulul de comandă aferent și nu prin butonul propriu-zis de comandă. Suplimentar, comanda se execută prin apăsarea simultană a două butoane: butonul de „eliberare” și butonul organului comandat, ceea ce reduce considerabil riscul unor comenzi greșite. Reducerea diametrului butonului (6 mm) se face pe seama reducerii corespunzătoare a forței de acționare și a cursei. Acceptarea soluțiilor se consideră justificată din motive de spațiu: pupitrul pentru un bloc de 300 MW include circa 1000 de diverse module de comandă și afișare de stare, având o lungime totală de 5 m.

Modul de „identificare” a elementului de comandă reprezintă una din preocupările importante ale activității de cercetare aplicativă de corecție.

În soluțiile actuale identificarea răspunde cerințelor generale, fiind realizată astfel:

— fiecare modul este etichetat (litere și cifre, maxim 20 spații unitate) corespunzător organului sau părții de instalație aferente, semnificația butoanelor și fantelor de afișare incluse în modul, nefiind etichetată;

— configurația modulului din punct de vedere al dispunerii butoanelor și fantelor de semnali-zare corespunde univoc unei anume funcții (modul distinct pentru acționare motor, vană, regim automat — manual etc.);

— separarea prin culori a butoanelor care necesită apăsare simultană pe butonul de „eliberare” față de butoanele cu comandă nemijlocită (ex. butonul STOP pentru vanele cu auto-menținere, respectiv deschidere — închidere pentru organele de reglare);

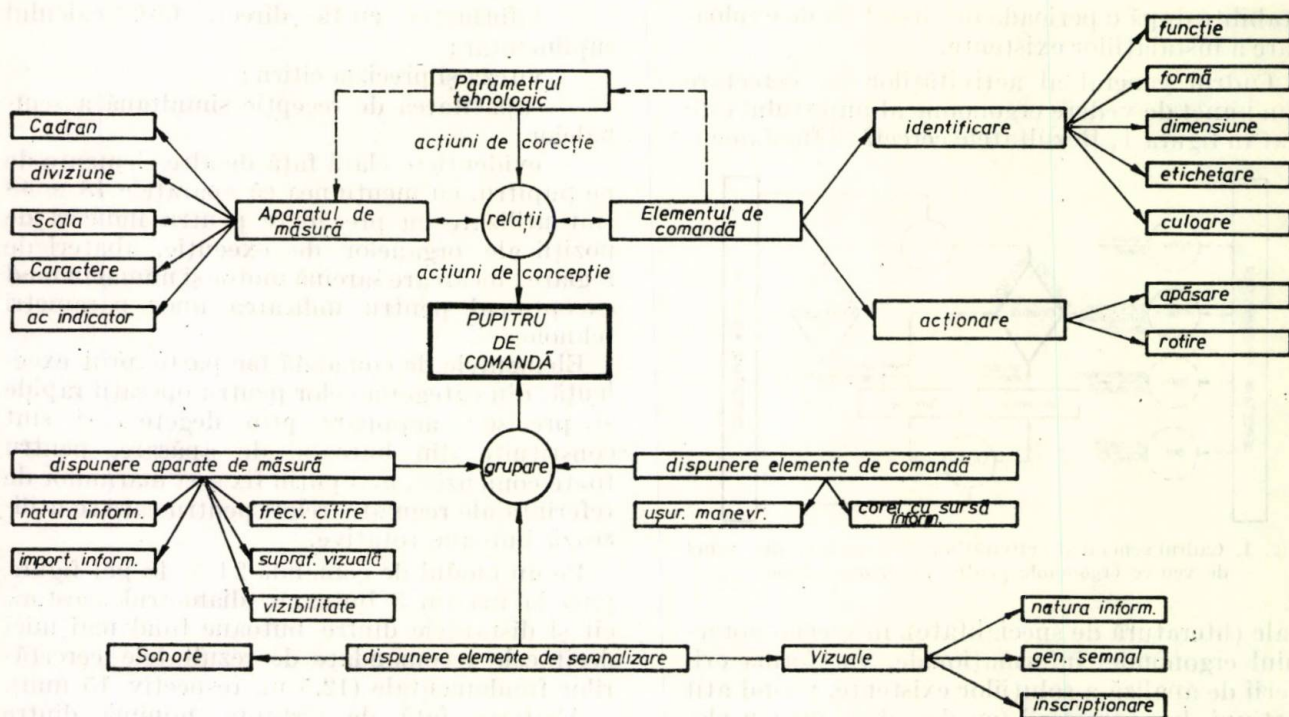


Fig. 3. Schema de analiză în activitatea de concepție sau corecție a pupitrului.

— evidențierea clară a butoanelor de intervenție rapidă, de avarie, prin utilizarea unui singur buton, diametru mărit, pe modul 48×48 ;

— iluminarea fantelor de semnalizare prin semnal continuu pentru stări normale și pilpiitor pentru stări anormale, inclusiv folosirea a două culori distincte, roșu și alb, pentru cele două stări posibile: în funcționare, respectiv în repaus.

Corelarea dintre execuția aparatului de măsură și elementul de comandă asociat, precum și între acestea și parametrul tehnologic aferent reprezintă, de asemenea, o problemă în specificul ergonomiei pupitrului, vizând diminuarea efortului de memorare din partea operatorului. S-au adoptat soluțiile:

— toate aparatele de măsură sunt de tipul cu mișcarea indicatoarelor în sensul acelor de ceas, respectiv de la stînga la dreapta, cu zero în stînga;

— corelat cu cele de mai sus, toate butoanele de oprire (închidere) sînt dispuse în stînga modului de comandă și respectiv pornire (deschidere, în dreapta);

— sistematic, butoanele pentru regimul AUTOMAT-MANUAL (CUPLAT-DECUPLAT) sînt dispuse în mijlocul modului de comandă, indiferent de configurația fantelor de semnalizare și butoanelor pe care le conțin;

— dispunerea fantelor de semnalizare de pe modulul de comandă urmărește îndeaproape dispunerea butoanelor, diversele semnificații

identificîndu-se atît prin poziție, cît și prin culoare.

Pupitrul este astfel realizat încît se obține o grupare rațională între aparatele de măsură, elementele (modulele) de comandă și elementele (modulele) de semnalizare preventivă și de avarie.

Majoritatea aparatelor de măsură, în totalitate cele principale, modul 96×48 , sînt dispuse pe planul vertical al pupitrului, ceea ce oferă:

— un cîmp vizual normal ($\pm 30^\circ$ față de axa privirii);

— erori de paralaxă reduse, privirea fiind îndreptată practic perpendicular pe cadranul aparatelor;

— urmărirea indicărilor prin mișcarea ochilor pe orizontală, mai ușor de efectuat decît pe verticală.

Dispunerea aparatelor de măsură, de altfel și a modulelor de comandă în ansamblul pupitrului, ține seamă de natura și importanța informațiilor, fiind în concordanță cu fluxul tehnologic.

Dispunerea elementelor (modulelor) de comandă se face exclusiv în planul orizontal al pupitrului, dat fiind numărul mare de comenzi necesare.

Gruparea elementelor de comandă se realizează integral după criterii funcționale, prin scheme sinoptice, circuitele tehnologice, aferente fiind reproduse sugestiv prin cod de semne și culori. Criteriul grupării funcționale a impus, de asemenea, includerea unor aparate de măsură, modul 48×48 (de regulă indicarea de poziție

a organului de reglare, abaterea de reglare și încărcare sarcină motor), în zona spațială a modulelor de comandă, considerate prioritare, de care sînt legate funcțional. Aceste aparate sînt așezate sistematic deasupra elementelor de comandă, cu mici excepții lateral dreapta sau stînga, dar niciodată dedesubt. Corespondența funcțională este realizată și între zonele cu elemente de comandă din planul orizontal, cu zonele cu aparate de măsură din planul vertical.

Elementele de semnalizare sînt dispuse în plan vertical, pe tot frontul pupitrului, urmărindu-se și aici ideea grupării funcționale după natura informațiilor (tehnologic). Corelarea cu aparatele de măsură și elementele de comandă asociate funcțional nu se mai consideră absolut necesară, fiind substituită de o identificare clară prin inscripționare.

Programul de semnalizare al echipamentului „SEMNAL S” utilizat răspunde cerințelor ergonomice, facilitînd atît optic, cît și acustic, sesizarea apariției și dispariției stării anormale controlate, precum și diferențierea semnalizărilor preventive de cele de avarie.

Față de cele arătate, se consideră necesar de menționat următoarele:

— introducerea calculatorului în procesul tehnologic din centralele termice ridică, în studiul sistemului „OM-CALCULATOR-PROCES TEHNOLOGIC”, probleme cu totul speciale vizînd criteriile ergonomice mai sus amintite; aceste aspecte nu au format obiectul preocupărilor noastre pînă în prezent;

— proiectarea camerelor de comandă pentru instalațiile de export cere din partea proiectantului de produs (PUPITRU DE COMANDĂ) adaptarea criteriilor ergonomice cu caracter general la aspectele concrete legate de zona geografică căreia îi este destinată instalația de automatizare.

Prin introducerea criteriilor ergonomice în proiectarea pupitrului și a echipamentelor — mijloace de muncă, în general, se răspunde cerințelor actuale de creștere a aportului elaboratorului de soluții, la creșterea randamentului sistemului „OM-INSTALAȚIE DE AUTOMATIZARE”.

CZ 621-52

ALGORITM DE CONTURARE
CNC — COMANDA NUMERICĂ CU CALCULATOR
TRAIECTORII DIGITALE

Algoritmi avansați pentru interpolarea traiectoriilor liniare, circulare, parabolice, hiperbolice și spațiale cu aplicații la echipamente de conturare de tip CNC

GHEORGHE SĂNDULESCU* — București

Problematika generării traiectoriilor este prioritară în realizarea echipamentelor de comandă numerică CN, modul de abordare al acestora influențînd performanțe esențiale ca: precizia și calitatea suprafeței conturate, viteza de deplasare pe contur la o anumită rezoluție a sistemului de calcul, posibilitatea de corectare a conturului cu sau fără afectarea profilului dorit al piesei prelucrate.

Restricții tipice se impun la implementarea interpolării traiectoriilor la sistemele CNC datorită numărului de instrucțiuni, respectiv a timpului necesar calculului succesiv al punctelor curbei de conturat. Un echipament CNC actual cu interpolarea în software calculează cu ajutorul algoritmilor clasici mai lent decît un dispozitiv de generare în logică cablată (hardware), de exemplu, format din două analizoare

diferențiale digitale DDA cu funcționare paralel pe întreaga lungime a cuvîntului de calcul (6 — 7 decade) și cu transport anticipat.

Din aceste motive dezvoltarea unor algoritmi eficienți și simpli a devenit necesară pentru viteze de conturare de peste 4 m/min la rezoluție de 0,001 sau 0,002 mm (corespunzător unei frecvențe de eliberare a impulsurilor de ieșire de 70 kHz, deci elaborarea unei decizii la circa 14 μ s).

Dispozitivele de conturare în logică cablată s-au dezvoltat, în principal, fie utilizînd procedeul DDA, fie procedeul calculului algebric al funcției (al căutării pasului).

Dispozitivul de tip DDA (fig. 1) realizează adunarea repetată, pe tactul de comandă da/dt , a valorii conținute în registrul integrand la valoarea registrului acumulator R și la depășirea de capacitate a acestuia oferă un impuls de ieșire (overflow).

* Ing. Gh. Săndulescu este cercetător științific principal, doctorant, în secția de comandă numerică — IPA.

Reprezentind numărul din registrul integrand I :

$$y = \frac{c}{m} \quad (1)$$

unde C este capacitatea maximă a registrului I , respectiv R , iar $m \geq 1$, cu C/m reprezentind fracțiunea din C înscrisă în I , rezultă că valoarea

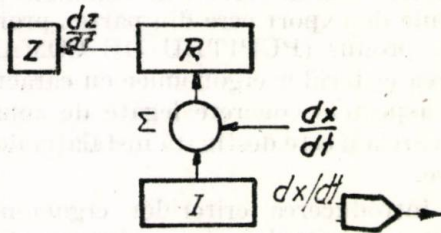


Fig. 1

din I trebuie adunată de m ori la sine însăși pentru a obține un impuls de depășire a capacității lui R . Ca urmare un impuls de depășire de capacitate dz/dt la ieșirea acumulatorului R va apare la m tacti dx/dt , rezultind:

$$\frac{dz}{dt} = \frac{1}{m} \frac{dx}{dt} = \frac{y}{C} \frac{dx}{dt}; \quad (2)$$

$$Z = Z_0 + \frac{1}{C} \int y da. \quad (3)$$

DDA constituind un dispozitiv de prelucrare în frecvență, oferă la ieșire frecvența:

$$f_c = \frac{1}{C} \cdot I \cdot f_i, \quad (4)$$

unde I este conținutul registrului integrand și f_i , frecvența de tact. Relația (4) indică imediat relațiile de interpolare liniară, de exemplu pentru un DDA în cod binar:

$$\begin{cases} f_{cx} = \frac{1}{2^n} \cdot X \cdot f; \\ f_{cy} = \frac{1}{2^n} \cdot Y \cdot f, \end{cases}$$

relații care indică corelarea în timp a frecvențelor pentru descrierea unei drepte trecind prin punctul de coordonate (X, Y) .

În multe aplicații frecvența corespunzătoare variabilei x și/sau conținutul integrandului I , respectiv valoarea I și/sau structura dispozitivului, pot fi continuu modificate în scopul simulării de variabile, proprietate utilizată

pentru modelarea ecuațiilor integrodiferențiale generatoare ale traiectoriilor. Spre exemplu ecuațiile parametrice ale unei traiectorii circulare în planul u, v :

$$\frac{d^2 u}{dt^2} + K^2 u = 0 \quad \text{și} \quad \frac{d^2 v}{dt^2} + K^2 v = 0, \quad (6)$$

cu soluțiile:

pentru $U_{\text{init.}} = 1$ și $V_{\text{init.}} = 0$:

$$u = \sin Kt \quad \text{și} \quad v = \cos Kt.$$

Aceste ecuații pot fi rezolvate cu configurația din figura 2, care realizează cu ajutorul a două dispozitive DDA ecuațiile:

$$u = K \int_0^t v dt \quad (7)$$

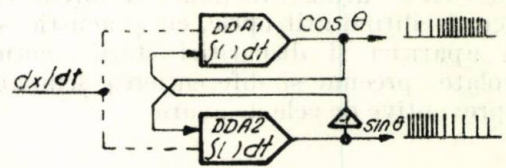


Fig. 2

și:

$$v = -K \int_0^t u dt. \quad (8)$$

Acestate prin derivare și substituie reprezintă ecuațiile arcului de cerc. Rezultatul analizei numerice pas cu pas este materializat la ieșirea configurației prin două trenuri de impulsuri modulate în frecvență după SIN, respectiv COS care aplicate sistemelor de acționare ale unei mașini cu deplasare simultană pe două axe, oferă ca rezultantă o deplasare circulară.

Cel de-al 2-lea procedeu, al căutării pasului sau al calculului iterativ al funcției, pornește de la faptul că funcția $\text{Sign } f(x, y)$, unde $f(x, y)$ reprezintă ecuația traiectoriei, indică semne diferite pentru cele două semiplanuri determinate de traiectoria funcției și ca urmare este aplicabil algoritmul din figura 3.

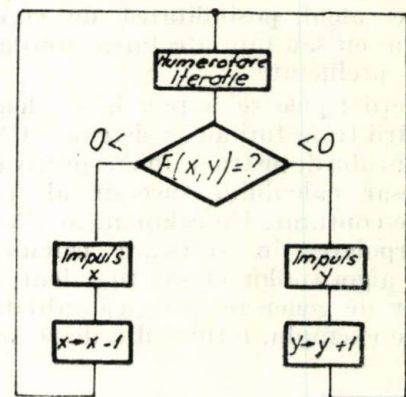


Fig. 3

Analizând comparativ cele două procedee din figura 4 se pot afirma următoarele :

— procedeul DDA este subordonat, pentru menținerea unor viteze constante pe contur, unor corecții a frecvenței de calcul dx/dt . Acea-

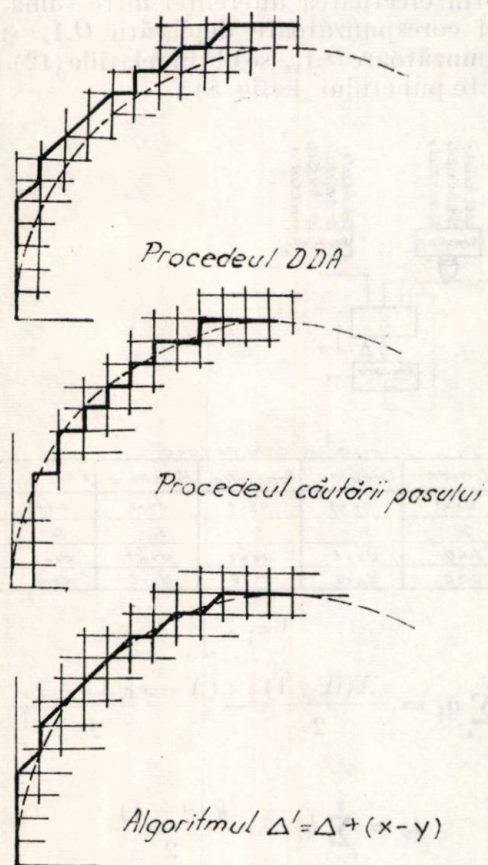


Fig. 4

sta deoarece DDA elaborând frecvențe proporționale cu valoarea din integrandul I , la segmente mari rezultă viteze mari și invers, ceea ce contravine necesității tehnologice privitoare la viteze constante pe contur. Acest inconvenient nu aparține și procedurii căutării pasului ;

— procedeul DDA spre deosebire de cel al căutării pasului poate fi considerat în buclă deschisă și, ca urmare, în special la rezoluții grosiere prezintă fenomenul de degenerare a curbilor urmărite, deci o eroare de poziție mare în parcurgerea conturului parcurs ;

— ca un avantaj al acestei metode este de menționat posibilitatea ușoară de extensibilitate în spațiu proprietate, care la metoda căutării pasului impune un echipament mai complex pentru curbe de grad superior.

Se observă la procedeul căutării pasului că pentru fiecare tact de calcul se poate elibera un semnal fie pe axa x , fie pe axa y , dar nu simultan, ceea ce determină un timp de calcul ridicat.

Metoda prezentată, în continuare, reduce timpul de calcul concomitent cu ridicarea

preciziei de urmărire a traiectoriei prin eliberarea simultană de impulsuri pe axele X și Y .

Figura 4, de asemenea, prezintă comparativ traiectorii circulare generate cu aceste procedee. Procedeul prezentat de (1), denumit al calculului diferențelor dintre coordonatele X și Y , este rapid implementabil, în sisteme CNC, deoarece pretinde un număr redus de etape de calcul, respectiv instrucțiuni, folosește în calcule numai valorile instantanee ale proiecțiilor punctului de pe traiectorie X , Y , elimină efectul mărimilor diferite ale coordonatelor X și Y de la o frază la alta asupra vitezei de distribuire a impulsurilor, creează posibilitatea generării cu operații simple a funcțiilor liniare, circulare, parabolice, eliptice, spirale, grupuri de cercuri, logaritmice, exponențiale și altele.

Realizat în logică cablată (hard) procedeul diferenței coordonatelor simplifică configurația ; realizat în logică programată (soft), procedeul pretinde un număr redus de instrucțiuni. Comparativ cu celelalte procedee realizează o îmbunătățire a preciziei de urmărire a traiectoriei.

Principiul de generare a traiectoriei constă în distribuirea impulsurilor către sistemul de acționare de pe axa aleasă ca standard (care are valoarea deplasării mai mare) și realizarea unui algoritm de decizie a generării impulsurilor pe axa condusă cu următoarele restricții : frecvența impulsurilor generate pe axa condusă este proporțională cu raportul dintre cotele axei standard și a celei conduse (adică la câte impulsuri standard corespunde unul condus) și, emiterea unui impuls condus se execută pe tactul de sincronizare al unui impuls standard.

Decelarea unor impulsuri de emis pe axa condusă pe timpul emiterii impulsurilor pe axa conducătoare se execută cu o buclă de tip „vernier” (DDA cu deincrementare), care scăzând mereu din valoarea Δ (fig. 5), bucla A , valoarea Y , decide la schimbarea semnului lui Δ câte segmente Y sînt cuprinse în Δ , controlînd prin aceasta proporția trenurilor de impulsuri.

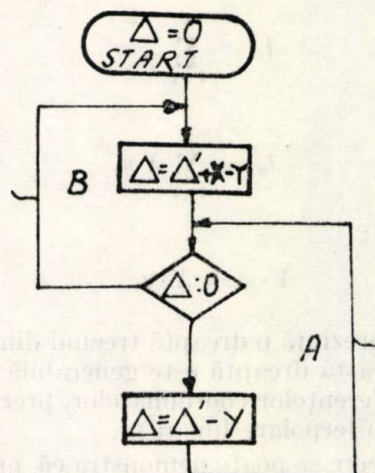


Fig. 5

Prin urmare, configurația execută simultan cu repartizarea impulsurilor axei conduse proporțional cu a celei conducătoare și emiterea impulsurilor conduse (atunci cînd există), sincron cu cele conducătoare, reducînd prin aceasta timpul de calcul. Organigrama din figura 5 descrie funcționarea interpolării liniare pentru cazul X, Y . Ca un suport fizic al acestei organigrame, figura 7 (interpolare liniară) prezintă în logica cablată realizarea unui interpolator liniar ce funcționează pe principiul diferențelor coordonatelor.

Se poate demonstra considerînd generarea impulsurilor de deplasare corespundătoare unei progresii aritmetice pentru fiecare axă, posibilitatea ca printr-o incrementare controlată a lui X și Y să se genereze traiectorii complexe.

Pentru interpolarea liniară, conform figurii 6, segmentele de timp se acumulează, conform progresiei aritmetice :

$$t_x = a_1 + a_2 + \dots + a_x = \sum_{i=1}^x a_i \quad (9)$$

$$t_y = b_1 + b_2 + \dots + b_y = \sum_{j=1}^y b_j$$

și eliminînd timpul, deoarece în final $t_x = t_y$:

$$\sum_{i=1}^x a_i = \sum_{j=1}^y b_j$$

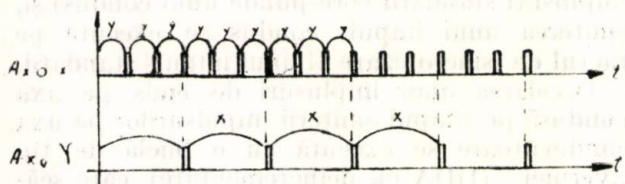


Fig. 6

Pentru axa X numărul de termeni este x și notînd rația cu Y , rezultă :

$$t_x = \sum_{i=1}^x Y \cdot x \quad (10)$$

$$t_y = \sum_{j=1}^y X \cdot y,$$

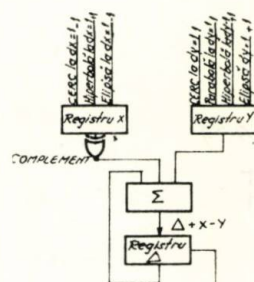
respectiv :

$$Y \cdot x = X \cdot y, \quad (11)$$

ceea ce reprezintă o dreaptă trecînd din punctul X, Y . Această dreaptă este generabilă cu algoritmul diferențelor coordonatelor, prezentat în figura 7 (interpolare liniară).

Pentru cerc se poate demonstra că prin completarea algoritmului interpolării liniare cu modificarea lui X cu -1 la generarea lui dx și

a lui Y cu $+1$ la generarea lui dy , rezultă un arc de cerc. Într-adevăr, considerînd în acest caz însumarea segmentelor de timp pe axa x ca o progresie aritmetică cu primul termen X și rația -1 , iar pentru y primul termen 0 și rația $+1$ prin efectuarea diferenței între suma progresiei corespunzătoare deplasării OA_x și cea corespunzătoare OA_y , se obțin relațiile (12), (13), aferente punctului A (fig. 8) :



La un ciclu de calcul

Liniar	Circular	Parabolic	Hiperbolic	Elipctic
$dx=1$	$dy=1$	$dy=1$	$dy=1$	$dy=1$
Si	Si	Si	Si	Si
$\Delta \leq 0$	$dx=1$	$dx=1$	$dx=1$	$dx=1$
$\Delta > 0$	$dx=0$	$dx=0$	$dx=0$	$dx=0$

Fig. 7

$$t_x = \sum_{i=1}^x a_i = \frac{X(X+1)}{2} - \frac{(X-x)(X-x+1)}{2}; \quad (12)$$

$$t_y = \sum_{j=1}^y b_j = \frac{y(y+1)}{2} \quad (13)$$

și din $t_x = t_y$, rezultă :

$$(x - X)^2 + y^2 = X^2,$$

adică un arc de cerc cu centrul în punctul P .

În figura 7 s-au indicat și modificările pe care trebuie să le suporte algoritmul pentru interpolare circulară.

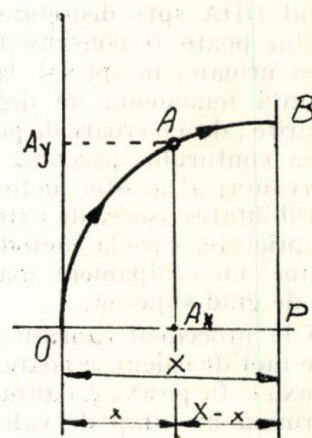


Fig. 8

Similar alegînd pentru x progresia aritmetică cu termenul inițial X și rația 0 și pe axa y termenul inițial 0 și rația +1 se poate demonstra generarea parabolei, astfel :

$$t_x = \sum_{i=1}^x a_i = X \cdot x; \quad (14)$$

$$t_y = \sum_{j=1}^y b_j = \frac{y(y+1)}{2}.$$

Eliminînd timpul, pentru $y \gg 1$,

$$y^2 = 2X \cdot x, \text{ adică parabola cu focarul } \left(\frac{X}{2}, a\right)$$

și în acest caz figura 7 (interpolare parabolică) indică modificarea algoritmului conform rației progresiei aritmetice.

În cazul generării hiperbolei, alegînd ca progresie aritmetică ce reprezintă acumularea segmentelor de timp pe axa x , primul termen X și rația +1, și pe axa y , primul termen 0 și rația +1, rezultă sumele progresiei :

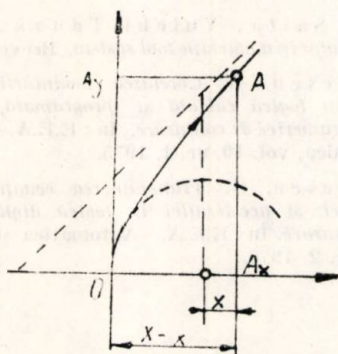


Fig. 9

$$t_x = \sum_{i=1}^x a_i = \frac{(X+x)(X+x)}{2} - \frac{X \cdot X}{2} = \frac{2Xx + x^2}{2}; \quad (15)$$

$$t_y = \sum_{j=1}^y b_j = \frac{y(y+1)}{2} \quad (16)$$

și eliminînd t , rezultă pentru punctul curent $A(A_x, A_y)$ (fig. 9):

$$2Xx + x^2 = y^2 \quad (17)$$

pentru $y \gg 1$, deci o hiperbolă.

Similar, și utilizînd aceleași considerații pot fi generate și alte tipuri de traiectorii, de exemplu, elipse cu diferite rapoarte a/b .

O altă problemă rezolvată în generarea traiectoriilor cu echipamente de tip CNC constă în

efectuarea riguroasă a corecției traiectoriei, inclusiv la unghiuri interioare. În general, echipamentele CN realizează corecția de rază prin utilizarea unei punți cu DDA-uri care urmărește echilibrul relației (fig. 10):

$$\frac{|\Delta A|}{|\Delta B|} = \frac{|BR|}{|AR|}, \quad (18)$$

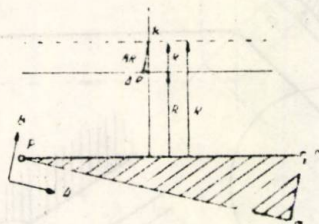


Fig. 10

relație care rezultă din asemănarea triunghiurilor PMN și RST . Această relație determină orientarea vectorului de corecție, de mărime prescrisă, permanent pe normala la contur.

În cazul unor discontinuități (colțuri ale piesei de prelucrat), vectorul de corecție este rotit pînă în noua poziție (fig. 11).

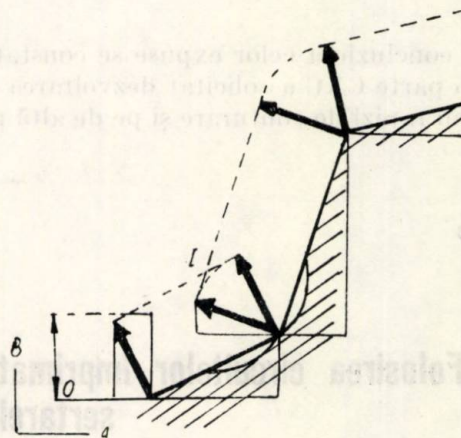


Fig. 11

În cazul unghiurilor interioare, rotirea vectorului de corecție și așezarea lui pe noua traiectorie, așa cum este arătat în figurile 11 și 12, determină pătrunderea sculei în zone de interdicție a suprafeței piesei de prelucrat.

În echipamentele CNC prin rezolvarea internă a sistemului de ecuații care determină punctul de intersecție al traiectoriilor, de exemplu, la intersecția dreaptă — cerc :

$$F(x, y) = (d_2 - d_1)x + (c_1 - c_2)y - [(d_2 - d_1)c_2 + (c_1 - c_2)d_1]; \quad (19)$$

$$F(x, y) = (x-a)^2 + (y-b)^2 - r^2, \quad (20)$$

se poate urmări traiectoria corectă, fără deplasări suplimentare care să afecteze suprafața piesei, la o valoare mare a vectorului de corecție, detaliile comparabile putându-se inevitabil pierde (fig. 13), fapt semnalizat de CNC fără a fi necesară întreruperea prelucrării.

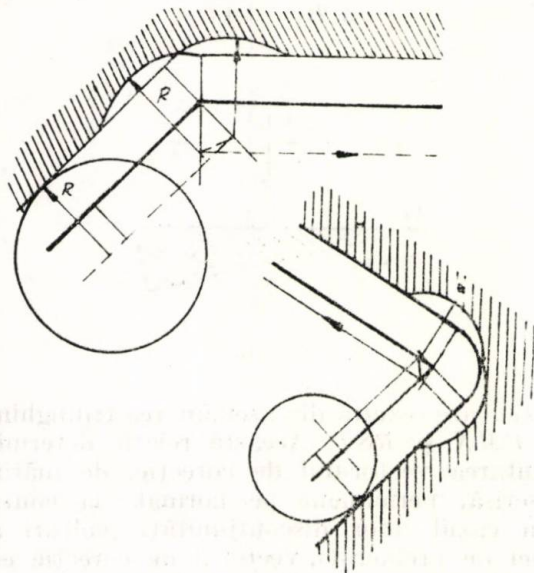


Fig. 12

Ca o concluzie a celor expuse se constată că pe de o parte CNC a solicitat dezvoltarea unor algoritmi rapizi de conturare și pe de altă parte

elasticitatea și posibilitățile de calcul ale sistemelor CNC au determinat o urmărire mai exactă a conturului, superioară sistemelor CN, din punctul de vedere al corecțiilor de sculă, cât și al corecțiilor cinematicii mașinii (jocuri) și sistemelor de măsură a deplasărilor.

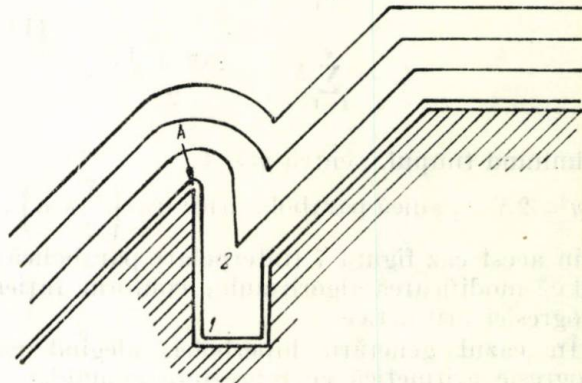


Fig. 13

BIBLIOGRAFIE

- [1] Nobuo Saita, Yoichi Tanaka. *Numerical curve generator in a machine tool system*, Brevet SUA, 1973.
- [2] Săndulescu, G. *Corelarea modulării digitale în frecvență în logică cablată și programată, aplicată în comenzile numerice de conturare*. În: E.E.A.—Automatica și Electronica, vol. 19, nr. 1, 1975.
- [3] Săndulescu, G. *Transpunerea ecuațiilor traiectoriei, vitezei și accelerației în logică digitală iterativă pentru conturare*. În: E.E.A.—Automatica și Electronica, vol. 20, nr. 2, 1976.

CZ 621.374.3.

CIRCUITE IMPRIMATE
SISTEME DE COMUTAȚIE

Folosirea circuitelor imprimate în realizarea conexiunilor în interiorul sertarelor de tip usilog E

R. ANTON și Gh. MANDU* — București

1. Generalități

Pentru comanda automată specifică blocurilor energetice de 300 MW și mai mari, a fost elaborat de către IPA — București, prin colaborare între sectorul de proiectare și sectorul de cercetare, sistemul de comutație statică USILOG E. Stabilirea condițiilor tehnice, precum și avizarea soluțiilor tehnice a fost asigurată de ISPE — București.

Sistemul de comandă USILOG E se compune dintr-un număr de circa 30 tipodimensiuni de plăci cu logică specializată.

* Ing. R. Anton este inginer proiectant la IPA și ing. Gh. Mandu — șef atelier USILOG — FEA.

Volumul mare al acționărilor de motoare, vane și electromagneți, aferent blocurilor energetice de mare putere, precum și complexitatea interblocațiilor și comenzilor secvențiale impuse de conducerea corectă a proceselor tehnologice, justifică realizarea echipamentelor de comandă în tehnica comutației statice, prin folosirea unor plăci cu logică specializată.

Sistemul de comandă USILOG E poate fi utilizat și în alte domenii industriale, la care se constată existența unor programe complexe de comandă automată.

2. Structura sistemului de comandă USILOG-E

Elaborarea sistemului USILOG-E — stabilirea numărului de plăci și logica aferentă plăcii — are la bază ideea împărțirii instalației tehnologice în PĂRȚI cu FUNCȚIUNI distincte, introducându-se astfel, în consecință, noțiunile de: „grupă funcțională”, „subgrupă funcțională” și „element de acționare”.

Programul comenzilor automate prestabilite o ierarhie rațională a comenzilor în raport cu necesitățile tehnologice ale zonei considerate:

— *grupa* coordonează starea subgrupelor stabilind câte subgrupe trebuie să fie în funcțiune, când trebuie să intervină o schimbare de stare, care subgrupă trebuie să intre în programul de pornire sau de oprire;

— *subgrupa*, caracterizată prin cele două programe de pornire și de oprire, are în subordine toate elementele sale de acționare pe care le comandă după un program secvențial (în pași);

— *elementul de acționare* primește atât comenzi automate de la subgrupa din care face parte, cât și comenzi manuale de la pupitru, executându-se numai dacă sînt îndeplinite condițiile impuse de un program de interblocări format separat; logica unei acționări rezolvă, tipizat și în funcție de genul acționării (vană, motor, electromagnet), comenzile către releele de cuplare cu circuitul secundar (220 V), inclusiv prelucrarea semnalelor de răspuns din partea elementului comandat.

3. Utilizarea plăcilor USILOG-E

Pentru realizarea schemelor logice de acționări, a schemelor de interblocări și schemelor de comenzi secvențiale, se folosesc o serie de plăci specifice fiecărui tip de schemă logică, astfel:

3.1. *Nivelul acționărilor*, se realizează prin combinația a șase tipuri de plăci cu logică prestabilită, particulară, specifică genului acționării;

MA1 + MM1 + KV1 — pentru motoare

c.a.,

MA1 + MM1 + KV1 — pentru motoare c.c. sau dispozitive cu clichetare (de ex. o celulă de 6 kV);

MA1 + KV1 — pentru electromagneți;

VA1 + VM1 + KV1 — pentru vane.

Suplimentar, placa GIL ca sursă de semnal pilpitor.

Alte genuri de acționări ca: întrerupătoare, separatoare etc. se încadrează, după caz, într-una din categoriile de mai sus.

3.2. *Nivelul interblocărilor*, se realizează prin combinarea a opt tipuri de plăci cu logică axată pe funcțiile elementare, cu care se pot realiza diagrame diferite de interblocări:

FA1 — pentru alimentarea și supravegherea unui grup de plăci;

FX1 — pentru funcții „ȘI”;

FY1 — pentru funcții „SAU”;

FT1, FT2, FT3 — pentru diverse funcții de „TIMP”;

FM1 — pentru funcții „MEMORATE”;

FC1 — pentru funcția particulară „AUTOMAT — MANUAL”;

FR1, FR2 — pentru funcții de „AMPLIFICARE” prin releu;

FD1 — pentru funcții de „DECUPLARE” prin diode;

FS1 — pentru funcții de semnalizare de limită semnale analogice.

3.3. *Nivelul comenzilor secvențiale* (SUBGRUPA), se realizează prin combinația a opt tipuri de plăci cu logică prestabilită, particulară, specifică unor comenzi secvențiale (în pași):

FA2 — pentru alimentarea și supravegherea unui grup de plăci;

PI1 — pentru stabilirea „relațiilor” cu nivelul superior (GRUPA) și inițierea programului subgrupe;

PE1 — pentru emiterea comenzilor, pas cu pas, către nivelul acționărilor;

PS1 — pentru supravegherea corectei desfășurări a comenzilor secvențiale și eliminarea comenzilor false;

TP1 + TP2 + TS1 — pentru programarea și supravegherea timpului impus, de realizare a unei secvențe;

CS1 — pentru semnalizarea neîndeplinirii criteriilor de trecere la pasul următor.

3.4. *Nivelul comenzilor automate* (GRUPA), se realizează, după caz, similar nivelelor de interblocări sau de comenzi secvențiale.

3.5. *Formarea semnalelor* de la contactele traductoarelor binare se realizează prin:

CF1, CF2 — pentru formarea semnalelor de la contacte simple sau comutatoare;

CV1 — pentru verificarea formală a semnalelor formate prin placa CF1, de la contacte comutatoare.

3.6. *Supravegherea tensiunilor de alimentare* dulap, prin SA1.

4. Conexiunile în interiorul sertarelor de tip USILOG-E

Corespunzător nivelelor 3.1 — 3.6 descrise mai sus, conexiunile între terminalele plăcilor, precum și conexiunile dintre terminalele plăcilor și cuplele de intrare ieșire pentru cablu, se fac în prezent prin „roluire” la terminalele plăcilor și prin „lipire” la cuplele de cablu.

Acest procedeu prezintă o serie de dificultăți, de exemplu:

- pentru executarea rolurilor se folosesc ciocane de roluire, din import, greu de procurat;
- personal muncitoresc numeros destinat executării conexiunilor;
- efectuarea unei munci migăloase în executarea conexiunilor determinată de necesitatea identificării fiecărui terminal de pe placă, în scopul realizării conexiunilor respective;
- probabilitatea mărită în efectuarea unor greșeli de natură subiectivă, la execuția acestor conexiuni;
- execuția conexiunilor prin roluire prezintă pericolul oxidărilor în timp, ceea ce face ca rezistența de contact dintre fir și terminalele cuplelor pentru plăci să crească, ducând la diminuarea sau chiar întreruperea semnalelor respective, în toate cazurile în care tehnologia de acoperire de protecție a terminalelor nu se respectă corespunzător normelor interne de fabricație.

Pentru înlăturarea dificultăților arătate, tehnica de execuție a conexiunilor prin roluire poate fi înlocuită de tehnica folosirii circuitelor imprimate. Tehnica folosirii circuitelor imprimate constă în execuția pe o placă dublu placată, de dimensiunile unui sertar, a unor circuite care să corespundă conexiunilor ce trebuie efectuate.

Pe una din fețele plăcii sertarului va fi trasat circuitul imprimat corespunzător conexiunilor dintre terminalele plăcilor USILOG E, aferente sertarului, iar pe cealaltă față va fi trasat circuitul imprimat corespunzător conexiunilor dintre terminalele plăcilor USILOG E și cuplele de intrare-ieșire pentru cablu aferente.

De asemenea, pe aceeași placă se vor practica orificiile corespunzătoare cuplelor sertarului și ale cuplelor pentru cablu.

În acest fel, operațiile ce mai trebuie executate la echiparea sertarului se reduc la introducerea conectorilor sertarului și a conectorilor cuplelor de cablu în orificiile practicate în acest scop pe placa sertarului, urmate de operația de lipire a terminalelor.

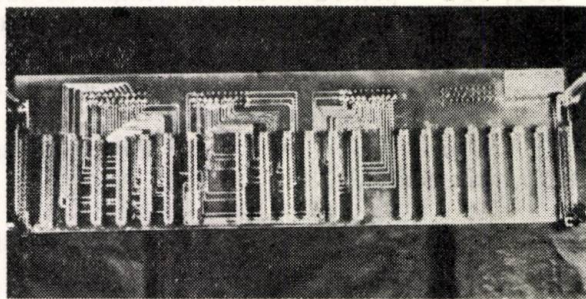


Fig. 1. Placă de sertar (vedere, circuite spre sertar).

Operația de lipire se execută de astă dată foarte simplu, nemaifiind necesare tabelele de conexiuni.

Dintre avantajele folosirii tehnicii circuitelor imprimate, se pot enumera:

- se simplifică tehnica de execuție a conexiunilor, inclusiv simplificarea unor construcții metalice pe sertar;
- se înlătură munca migăloasă de căutare, de fiecare dată când trebuie să se execute o conexiune a terminalelor;

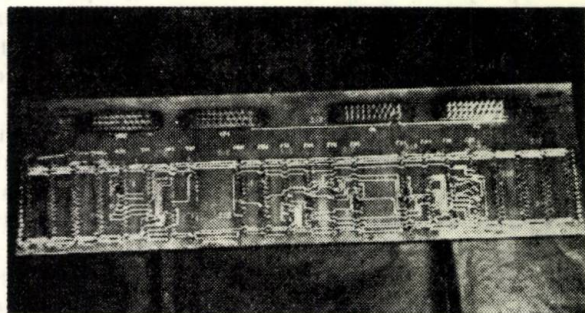


Fig. 2. Placă de sertar (vedere, circuite spre cuplele de cablu).

- se reduce consumul de conductoare;
- se reduce timpul de execuție a conexiunilor cu peste 40 %;
- depanare rapidă;
- întreținere ușoară.

5. Concluzii

Circuitul imprimat corespunzător conexiunilor sertarelor de tip USILOG E poate fi obținut atât prin tehnica fotografierii, cât și prin tehnica trasării direct pe placă a circuitului respectiv, după metodele cunoscute.

Odată pusă la punct tehnologia de obținere a unei plăci de sertar, aceasta poate fi folosită mai departe la producerea în serie a acestora.

Tehnica folosirii circuitelor imprimate poate fi folosită la toate sertarele de tip USILOG E tipizate; sertarele corespunzătoare dulapurilor de acționări și sertarele corespunzătoare dulapurilor de traductoare binare.

Tehnica se poate extinde și la echipamentele SEMNAL S. O astfel de placă dublu placată corespunzătoare sertarelor de tip USILOG E, este reprezentată în figurile 1 și 2.

Placa a fost supusă unor teste de verificare în funcțiune, obținându-se rezultatele scontate.

CZ 621.313.322 : 621.314.5

CONVERTIZOARE CU TIRISTOARE
GENERATOARE SINCRONE
CENTRALE ELECTRICE

Protecția convertizoarelor cu tiristoare utilizate pentru sistemele de excitație ale generatoarelor sincrone din centralele electrice

ION MICIU* — București

În condițiile actuale ale producției de energie electrică, condițiile esențiale ale dezvoltării economiei țării noastre și, în special ale dezvoltării industriei, un accent deosebit se pune pe funcționarea în condiții optime și pe lungă durată a generatoarelor sincrone, element esențial în cadrul unei centrale electrice.

Legată de această condiție, rezultă dimensionarea cât mai exactă și asigurarea funcționării la toți parametrii ceruți a generatorului sincron, și anume funcționarea acestuia în regim nominal, în regim de suprasarcină de lungă durată de 115% și în regim de plafon de aproximativ de două ori curentul nominal al mașinii. Toate aceste regimuri de funcționare sînt asigurate de sistemul de excitație al mașinii.

În prezent înfășurarea de excitație a generatorilor sincrone în gama de 5 MW — 300 MW este alimentată prin punți cu tiristoare legate în paralel și dimensionate astfel încît să suporte curentul plafon al mașinii, pe o anumită durată.

Alimentarea acestui convertizor se face prin transformator derivație, pornirea generatorului efectuîndu-se prin alimentarea înfășurării de excitație de la servicii interne.

În principiu, un sistem de excitație static este compus din următoarele părți :

- convertizorul static alcătuit din punți cu tiristoare legate în paralel și circuitele de protecție, semnalizare și aprindere ale tiristoarelor, precum și circuitele de protecție pe partea de alimentare a convertizorului ;

- regulatorul automat care cuprinde circuitele de reglare automată a tensiunii, precum și circuitele de limitare a unghiului intern al mașini și a curentului înfășurării de excitație ;

- circuitele de protecție la supratensiuni ce pot apare pe partea de c.c., prin întreruperea bruscă a înfășurării de excitație ;

- circuitele de comandă, semnalizare și declanșare ;

- echipamentul de dezexcitare rapidă.

Datorită puterii mari a generatorului și deci și ponderii importante a lui în sistemul național, se are în vedere eliminarea opririlor accidentale ale generatorului și deci dimensionarea elementelor de protecție care să-i asigure o funcționare cât mai îndelungată.

Din acest punct de vedere se poate face o delimitare exactă a circuitelor de protecție aferente sistemului de excitație :

1. Protecție pe partea de alimentare în c.a. a convertizorului static și a circuitelor de reglare.

2. Protecția selectivă a punților cu tiristoare.

3. Protecția sistemului de excitație pe partea de c.c. la supratensiuni ce pot apare dinspre înfășurarea de excitație.

1. *Protecția sistemului de excitație static pe partea de c.a. se poate face prin circuite RC înseriate și legate în triunghi (fig. 1 a recoman-*

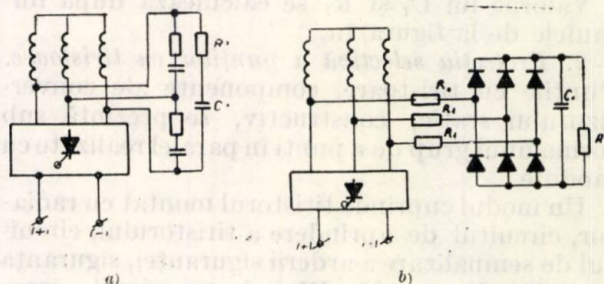


Fig. 1. Protecția sistemului de excitație pe partea de c.a.

dată la generatoarele de putere pînă la 60 MW), sau prin punte trifazată cu diode pentru generatoarele de puteri mai mari de 60 MW (fig. 1 b).

Elementele C_1 , R_1 din figura 1 a se calculează astfel :

$$C_1 = 3 C'_1, \text{ unde } C'_1 = 6,4 \cdot 10^6 \frac{K_u P_T}{(U_{RRM})^2}, \mu F;$$

$$K_u = \frac{I_u}{I_n} =$$

$$= \frac{\text{curentul de magnetizare al transf. de alim.}}{\text{curentul nominal}};$$

P_T (kVA) — puterea transformatorului ;

U_{RRM} (V) — tensiunea inversă maximă repetitivă a semiconductoarelor din convertizor ;

$$R_1 = \frac{1}{3} \cdot R'_1, \text{ unde } R'_1 = 2 \cdot \sqrt{\frac{L_s}{C'_1}}, \Omega;$$

* Micu Ion este inginer proiectant în cadrul IPA.

$L_s = \frac{U_s}{\sqrt{3} \cdot 2\pi \cdot f \cdot I_{kef}}$ (inductanța de scăpări a trafo raportată la secundar);

I_{kef} — valoarea curentului de scurtcircuit în secundarul transformatorului de alimentare.

Puterea rezistenței R_1 :

$$P_1 = (U_s \cdot \omega \cdot C_1')^2 \cdot R_1' \cdot 10^{-12}.$$

Elementele din figura 1b se calculează astfel:

$$C_1 = \frac{1}{1,5} \cdot C_1';$$

$$R_1 = \frac{1}{3} \cdot R_1';$$

$$P_1 = (U_s \cdot \omega \cdot C_1')^2 \cdot R_1' \cdot 10^{-12};$$

$$R_2 = \frac{7,5 \cdot 10^6}{C_1' \cdot f}; \quad P_2 = \frac{1,8 \cdot U_s^2}{R_2}.$$

Valorile lui C_1' și R_1' se calculează după formulele de la figura 1a.

2. *Protecția selectivă a punților cu tiristoare.* Punțile cu tiristoare, componente ale convertizorului static, constructiv, se prezintă sub forma unui grup de n punți în paralel realizate cu module.

Un modul cuprinde tiristorul montat cu radiator, circuitul de aprindere a tiristorului, circuitul de semnalizare a arderii siguranței, siguranța fuzibilă ultrarapidă. Făcând conexiunile între module corespunzătoare unei punți trifazate unidirecționale, rezultă o punte cu tiristoare echipată cu circuitele necesare funcționării ei. Conectînd în paralel mai multe punți de acest fel, se obține convertizorul.

Problema care se pune este aceea de a asigura funcționarea acestui convertizor și în cazul apariției în punțile cu tiristoare a unor fenomene nedorite:

— apariția vîrfurilor de tensiune pe tiristor datorită efectului acumulării de sarcină, datorită sarcinii inductive a convertizorului;

— creșterea curentului peste valoarea admisă și menținerea lui la această valoare, ceea ce duce la arderea siguranțelor ultrarapide sau chiar a tiristoarelor;

— pierderea ventilației unui dulap sau pierderea totală a ventilației la toate dulapurile cu punți cu tiristoare, ceea ce duce la creșterea supra temperaturii admisibile în modulele cu tiristoare.

Din punct de vedere al dimensionării sistemelor de protecție ale punților cu tiristoare conectate în paralel la arderea siguranțelor ultrarapide și a pierderii ventilației, sisteme care acțio-

nează în sensul că este asigurată funcționarea convertizorului în limita unor condiții, se deosebesc următoarele cazuri de avarii în convertizor (se precizează că un braț de punte din cele șase câte are puntea trifazată, este alcătuit din n ramuri în paralel, adică din n punți în paralel, fiecare ramură avînd un tiristor înseriat cu o siguranță ultrarapidă):

- 2.1. Arderea unei siguranțe pe braț de punte.
- 2.2. Arderea a două siguranțe pe braț de punte.
- 2.3. Arderea a trei sau mai multe siguranțe pe braț de punte.
- 2.4. Pierderea ventilației pe o punte simplă.
- 2.5. Pierderea ventilației pe două punți simple.
- 2.6. Pierderea ventilației pe trei sau mai multe punți simple.
- 2.7. Arderea siguranței pe o punte simplă și pierderea ventilației pe altă punte.
- 2.8. Arderea siguranțelor pe două punți simple și pierderea ventilației pe o punte sau mai multe din cele care nu au siguranțele arse.
- 2.9. Arderea siguranței pe o punte simplă și pierderea ventilației pe două sau mai multe punți care nu au siguranțele arse.

În urma acestei clasificări a defectelor ce pot apare în convertizor s-au stabilit următoarele funcțiuni ale sistemului de protecție, ținînd seamă că numărul total de punți în paralel se alege astfel încît convertizorul să poată asigura regimul nominal de funcționare și cu două punți, din cele n în paralel, scoase din funcțiune:

A. Semnalizare la producerea avariilor enumerate la punctele 2.1 și 2.4 și blocarea impulsurilor de comandă pe grila tiristoarelor în puntea respectivă în care s-a produs avaria.

B. Semnalizare și blocare de impuls în punțile respective la producerea avariilor enumerate la punctele 2.2., 2.5, 2.7 și limitarea curentului de excitație la valoarea nominală.

C. Declanșarea sistemului de excitație la producerea avariilor enumerate la punctele 2.3, 2.6, 2.8 și 2.9.

Pentru realizarea acestor funcțiuni se pot aplica trei metode, ținînd seamă de numărul de punți în paralel.

Metoda I (fig. 2 a)

Aplicată în cazul a cel mult patru punți în paralel metoda constă în folosirea unei combinații din contactele unor relee, ale căror bobine sînt alimentate în tensiune de 24 V prin contactele releelor de semnalizare a arderii siguranțelor ultrarapide. Epuizînd toate cele trei cazuri de avarii de la punctele 2.1, 2.2., 2.3 și folosind formula:

$$N = C_n^1 + C_n^2 + C_n^3,$$

unde :

N este numărul de combinații de contacte, iar n — numărul de punți în paralel.

Se constată că pentru $n = 4$ rezultă $N = 14$ combinații.

Din modulul de aranjare arătat în figură, rezultă un număr de opt contacte pe releu, adică maximum câte poate avea un releu cu 4 c.n.d. și 4 c.n.i.

Pentru un număr mai mare de patru punți în paralel se procedează la multiplicarea contactelor, ceea ce duce la o scădere a siguranței în funcționare și la creșterea numărului de relee. Funcția de blocare de impuls se realizează de

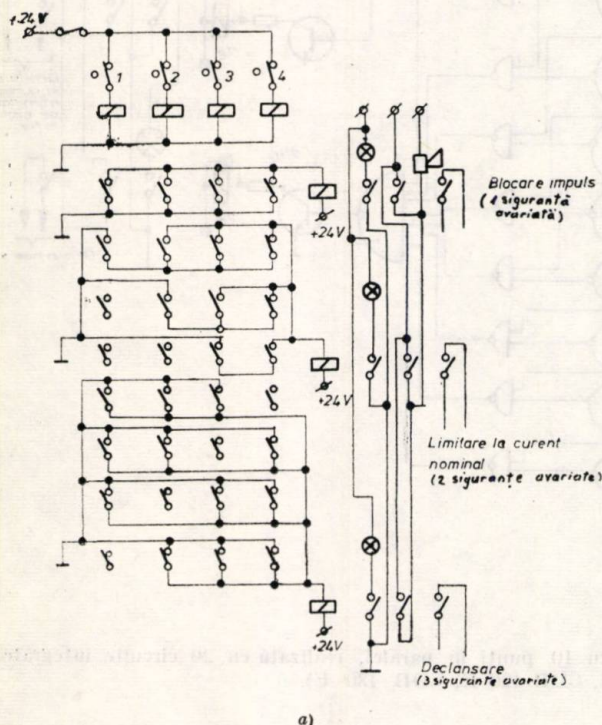


Fig. 2a. Protecția selectivă a unui convertizor cu 4 punți în paralel realizată cu relee.

către un circuit conectat pe calea de impuls pe grilă a fiecărui tiristor. Funcția de limitare a curentului la valoarea nominală este realizată de un circuit care acționează pe calea de curent a regulatorului. Practic se modifică unghiul de aprindere a tiristoarelor la o valoare corespunzătoare funcționării în regim nominal.

Metoda II (fig. 2 b)

Metoda constă în folosirea unei scheme realizată cu diode și contacte funcționând pe principiul unui numărător; s-a considerat convertizorul de tiristoare format din patru dulapuri D1, D2, D3, D4 cu câte două punți cu tiristoare legate în paralel (toate cele 8 punți sînt legate în paralel). Fiecare dulap are ventilație proprie.

Contactele d11...d142 corespund releelor ale căror bobine sînt alimentate în cazul unei avarii petrecute în punte sau la ventilație. Sînt folosite relee cu câte 5 contacte n.d. Prin jocul acestor contacte se realizează funcțiile respective.

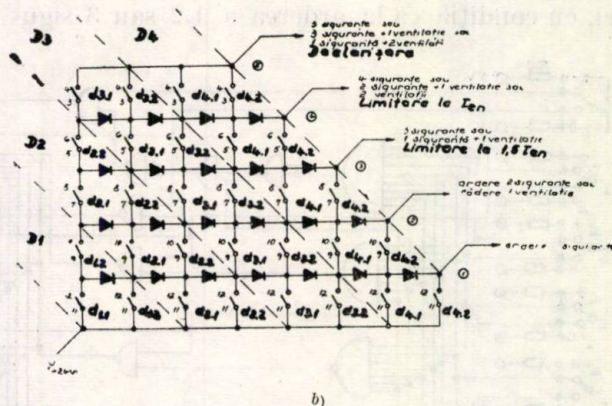


Fig. 2b. Controlul automat al siguranțelor ultrarapide.

Metoda III (fig. 2 c)

Această schemă prezentată în figura 2 a, dar realizată cu circuite logice, are avantajul unui gabarit redus și dezavantajul unui preț de cost mai mare. Funcționarea bună a acestei scheme depinde în mare măsură de înlăturarea impulsurilor parazite care ar putea apărea pe intrarea NAND-urilor (circuite RC). Schema se poate realiza cu elementele de fabricație RSR.

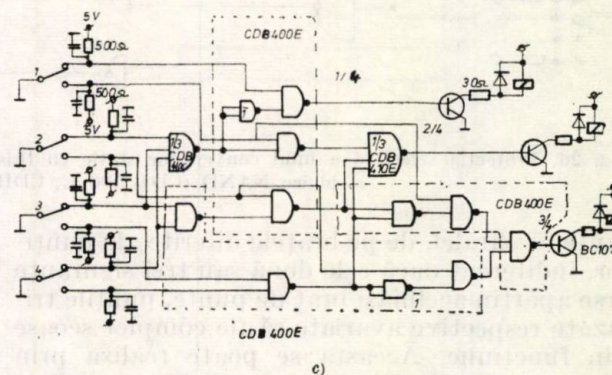


Fig. 2c. Protecția selectivă prin NAND-uri a unui convertizor cu 4 punți în paralel.

Această schemă aplicată pentru un număr de punți în paralel (de exemplu pentru 10 punți în paralel — cazul sistemului de excitație pentru turbogeneratorul de 330 MW) are marele avantaj că pentru cele :

$$N = C_{10}^1 + C_{10}^2 + C_{10}^3 = 175$$

combinații, se folosește un număr destul de mic de elemente logice în raport cu importanța generatorului în sistemul național (fig. 2d).

Schema reprezintă protecția selectivă a unui singur braț de punte cu 10 ramuri în paralel. Pentru toată puntea se multiplică de șase ori schema din figură.

Această schemă se poate folosi însă și pentru o punte trifazată, fără a fi multiplicată de șase ori, cu condiția ca la arderea a 1,2 sau 3 sigu-

punte se face vizual (percutorul siguranței este sărit). Aceasta se mai face și cu ajutorul unui circuit de control (fig. 2 g).

După arderea siguranței ultrarapide și prin apăsarea butonului *b*, circuitul de semnalizare aferent siguranței arse primește tensiune și lampa respectivă semnalizează avaria.

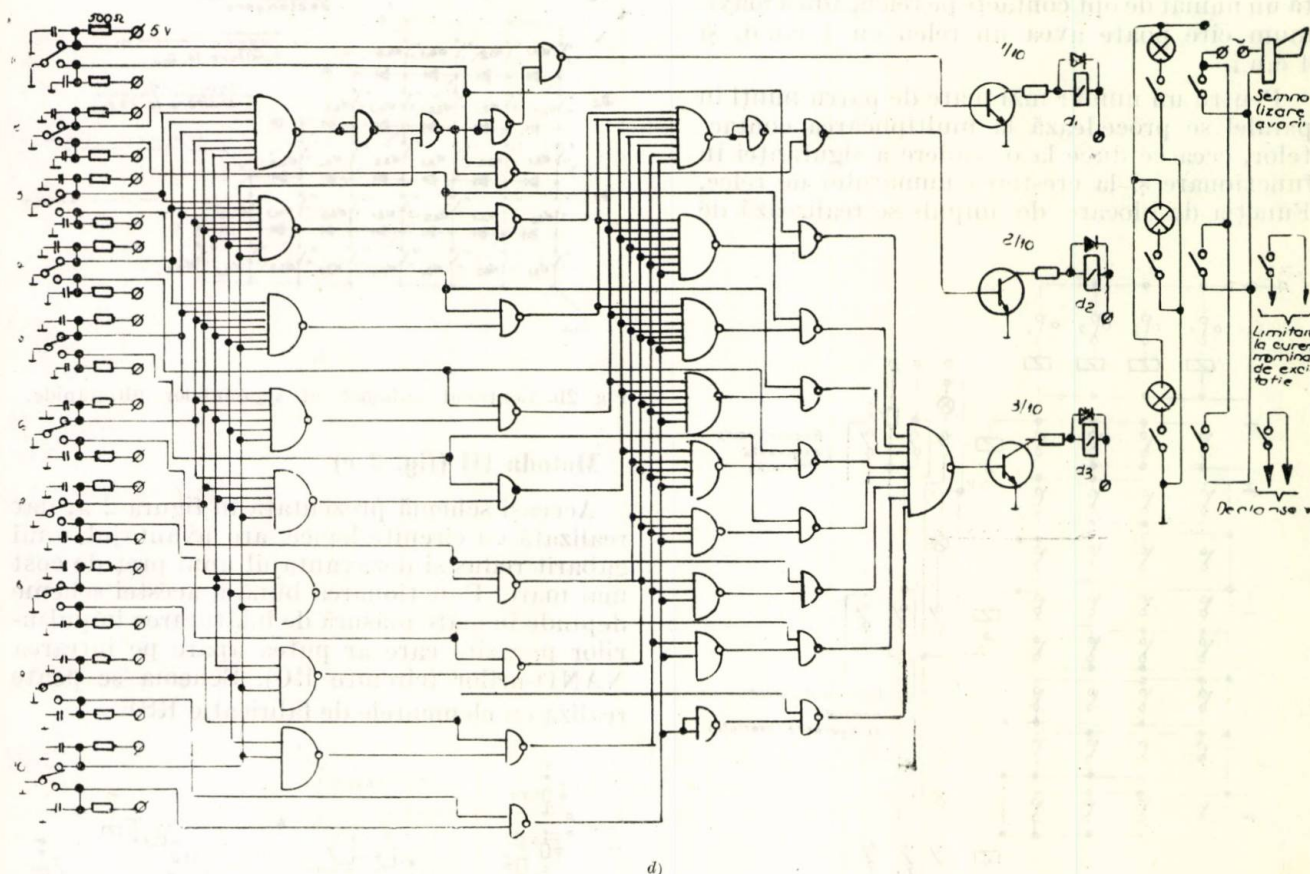


Fig. 2d. Protecția selectivă a unui convertizor static cu tiristoare cu 10 punți în paralel, realizată cu 20 circuite integrate logice NAND (CDB 400 E, CDB 410 E, CDB 420 E, CDB 430 E).

ranțe în paralel, de pe brațele diferite ale punților, indiferent dacă cele două sau trei siguranțe arse aparțin aceluiași braț de punte, punțile trifazate respective avariate să fie complet scoase din funcțiune. Aceasta se poate realiza prin blocarea impulsurilor de comandă pe grilele tiristoarelor ce intră în componența respectivei punți. Modul de conexiune a contactelor de semnalizare din circuitul de semnalizare a arderii siguranțelor, este arătat în figura 2 e.

O variantă a acestei scheme este reprezentată în figura 2 f.

Protecția tiristoarelor la supracurenți se realizează cu siguranțe fuzibile ultrarapide care îndeplinesc condiția :

$$(I^2t) \text{ siguranță} < (I^2t) \text{ tiristor.}$$

Unele tipuri de siguranțe au deja înglobate în corpul lor un microcontact de semnalizare a arderii ei. Identificarea siguranței arse din

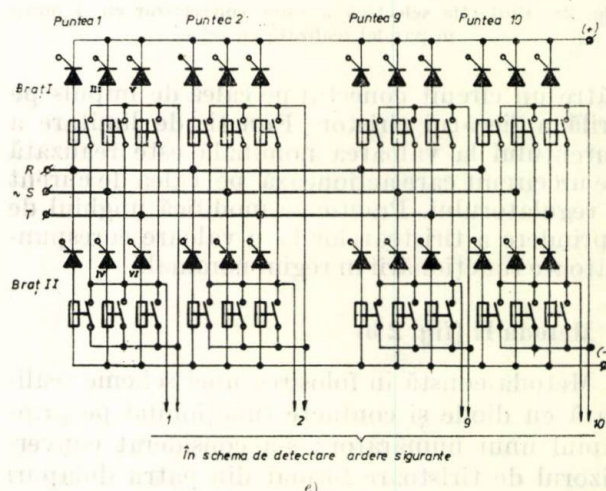


Fig. 2e. Varianta de conexiune a contactelor de semnalizare ardere, siguranțe într-o punte trifazată realizată cu 10 punți în paralel.

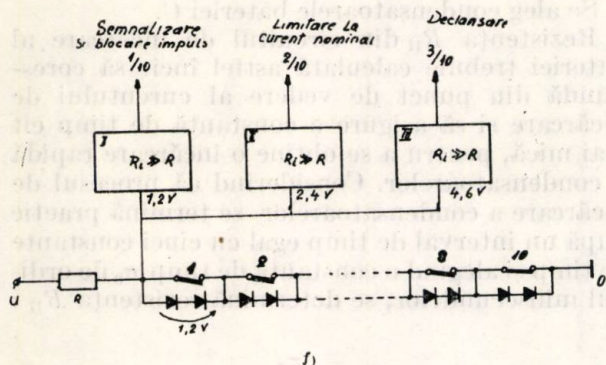


Fig. 2f. Protecția selectivă a unui convertizor cu 10 punți în paralel realizată cu semnalizatoare.

Pentru protecția tiristorului la tensiuni de comutație se folosesc circuite RC serie conectate în paralel cu tiristorul (fig. 2h). Pentru puntea trifazată simplă (cu comutație forțată) R și C se calculează după formulele :

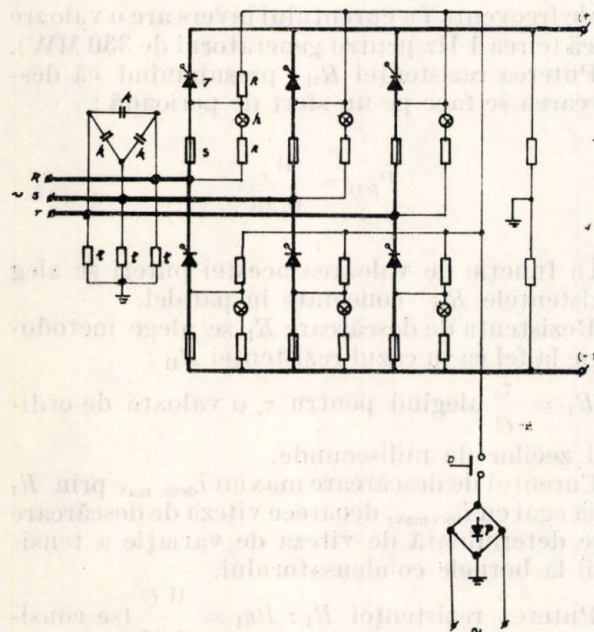


Fig. 2g. Controlul stării siguranțelor ultrarapide.

$$R = \frac{5}{3} \cdot \frac{\frac{2}{3} U_{DRM}}{I_{Tinv. anl.}} \text{ și } C = \frac{3}{5} 2,5 nF \times \\ \times I_{mediu tiristor}, A, \text{ pentru } \frac{di}{dt} \text{ mic,}$$

sau :

$$R_1 = \frac{5}{3} \cdot \frac{\frac{2}{3} U_{DRM}}{I_{Tinv. anl.}}, R_2 = \sqrt{\frac{2 L_s}{\frac{5}{3} \cdot C_2}}; R_3 = \\ = \frac{1}{5 \cdot f \cdot C_2}, \text{ pentru } \frac{di}{dt} \text{ mare, unde } C_2 \text{ se alege în}$$

funcție de $\frac{du}{dt}$ al tiristorului, iar $C_1 = \frac{3}{5} \cdot 2,5 \cdot nF \times I_{mediu tir}, A$, (fig. 2h2), unde :

- L_s este inductanța de dispersie pe fază a transformatorului;
- U_{DRM} — tensiunea directă maximă repetitivă pe tiristor;
- $I_{mediu tir}$ — curentul mediu redresat;
- f — frecvența (40 ... 60 Hz);
- $I_{Tinv. anl.}$ — curentul invers la comutația tiristorului.

Pentru puntea trifazată cu tiristoare în paralel se calculează R și C , ținând seamă de curentul de descărcare capacitiv pe tiristor :

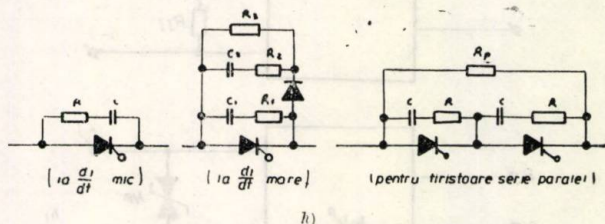


Fig. 2h. Protecția tiristoarelor, montate în punte trifazată la supratensiuni de comutație.

$$I_{dc} = \frac{U_L \cdot 2 \cdot n}{R}$$

unde n este numărul de tiristoare în paralel; U_L — tensiunea de lucru pe tiristor.

Pentru circuitele cu tiristoare serie (fig. 2h3), R și C se calculează ca pentru circuitul simplu, iar R_p se calculează aproximativ cu formula :

$$R_p = \frac{U_L}{n_s \cdot (I_D \text{ sau } I_R)},$$

unde : I_D sau I_R (curentul invers sau curentul de blocare) se aleg din catalog, iar n_s este numărul de tiristoare în serie.

Observație. Valorile protecției R , C se dau de obicei în catalogul de tiristoare.

3. Protecția convertizorului static la supratensiuni rotorice (pe partea de c.c.). Datorită faptului că sarcina convertizorului (înfășurarea de excitație prin care circulă în regim nominal curenți de ordinul a sute sau mii de amperi) este o sarcină inductivă, în momentul decuplării instantanee a acestei sarcini (întrerupere de circuit) pot apare supratensiuni de ordinul a mii de volți, care în anumite cazuri, depășind valoarea maximă de vîrf a tensiunii inverse nerepetitive a tiristorului, pot distruge tiristorul. În acest scop se introduce pe ieșirea convertizorului, în paralel cu înfășurarea de excitație, circuite de protecție care preiau aceste supratensiuni. Se folosesc în principal :

3.1. Protecția prin circuit RC.

3.2. Protecția prin diode supresoare.

3.1. Protecția prin circuit RC (fig. 3 a)

Deschiderea diodei P creează o cale de curent pe rezistența echivalentă R_{II} , micșorându-se astfel supratensiunea variabilă, care poate apare la inelele rotorului. În același timp o baterie de condensatoare C preia variațiile de energie corespunzătoare și le descarcă pe rezistențe R_I conectate

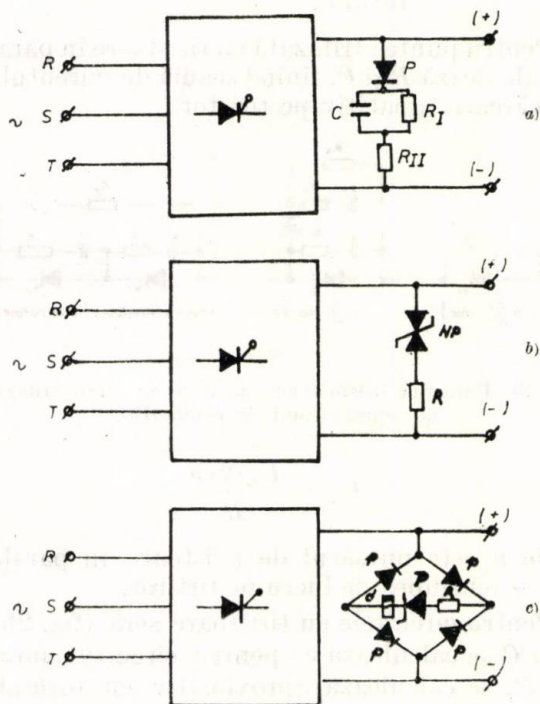


Fig. 3. Protecția convertizorului static la supratensiuni rotorice :

tate în paralel. Apariția supratensiunii inverse ca urmare a întreruperii circuitului de alimentare a convertizorului (ținând seamă că alimentarea convertizorului se face de la bornele generatorului prin transformator derivație sau generator auxiliar), este strâns legată de apariția regimului de mers în asincron stabilizat cu alunecarea constantă s .

Dimensionarea grupului de protecție RC este dependentă de alunecarea s , de curentul invers maxim i_{ei} , de rezistența inversă a convertizorului r_{ic} .

Se determină supratensiunea inversă maximă care apare la bornele rotorului :

$$U_{ei \max} = r_{ic} \cdot i_{ei}.$$

Ținând seamă de variația sinusoidală a curentului și a tensiunii inverse, se calculează energia înmagazinată în bateria de condensatoare :

$$W_c = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U_{ef}^2 = \frac{1}{4} \cdot C \cdot U_{imax}^2.$$

Se aleg condensatoarele bateriei C .

Rezistența R_{II} din circuitul de încărcare al bateriei trebuie calculată astfel încât să corespundă din punct de vedere al curentului de încărcare și să asigure o constantă de timp cit mai mică, pentru a se obține o încărcare rapidă a condensatoarelor. Considerind că procesul de încărcare a condensatoarelor se termină practic după un interval de timp egal cu cinci constante de timp și alegind o constantă de timp σ_0 de ordinul milisecundelor, se determină rezistența R_{II} :

$$R_{II} = \frac{\tau_0}{C}.$$

Curentul maxim de încărcare ce străbate rezistența R_{II} în regim asincron stabilizat cu alunecarea s , la o variație sinusoidală a tensiunii, este :

$$i_{inc. \max} = C \cdot \omega \cdot U_{i \max}; \quad \omega = 2 \cdot \pi \cdot f,$$

unde frecvența f a curentului invers are o valoare mică (circa 1 Hz pentru generatorul de 330 MW).

Puterea rezistenței R_{II} , presupunând că descărcarea se face pe un sfert de perioadă :

$$P_{R_{II}} = \frac{W_c}{0,25}.$$

În funcție de valoarea acestei puteri se aleg rezistențele R_{II} conectate în paralel.

Rezistența de descărcare R_I se alege metodologic la fel ca în cazul rezistenței R_{II} :

$$R_I = \frac{\tau_c}{C} \text{ alegind pentru } \tau_c \text{ o valoare de ordi-}$$

nul zecilor de milisecunde.

Curentul de descărcare maxim $i_{desc. \max}$ prin R_I se ia egal cu $i_{inc. \max}$, deoarece viteza de descărcare este determinată de viteza de variație a tensiunii la bornele condensatorului.

Puterea rezistenței R_I : $P_{R_I} = \frac{WC}{0,25}$ (se consi-

deră descărcarea terminată pe un sfert de perioadă a tensiunii inverse de frecvență f).

În funcție de P_{R_I} se alege numărul de rezistențe R_I în paralel.

Dioda P se alege de tipul diodă cu siliciu de tip avalanșă, avind capacitatea de a permite trecerea unui curent de șoc mare, iar în același timp să aibă o comportare termică bună.

3.2. Protecția prin diode supresoare. Diodele supresoare sînt limitatoare cu seleniu, funcționînd după principiul diodei Zener.

La depășirea unui prag de tensiune ales în funcție de tensiunea plafon a convertizorului static, supresoarea conduce șuntînd astfel convertizorul. Energia înmagazinată în înfășurare se descarcă pe rezistența de egalizare înseriată cu supresoare.

Se pot folosi atât limitatoare cu seleniu nepolarizate (fig. 3b) cât și polarizate (fig. 3c).

Avantajul schemei din figura 3c față de schema din figura 3b constă în folosirea elementelor polarizate, ceea ce duce la un număr mai mic de elemente față de schema din figura 3b.

Calculul acestei protecții urmează metodologia prezentată în „Echipamente modulate cu semiconductoare de putere”:

n_e — numărul de plăci în serie (celule cu seleniu);

$n_e \geq \frac{U_e}{22,5}$, unde 22,5 este valoarea tensiunii continue pe placă și U_e — tensiunea de excitație.

Se alege un număr total de $n_e + 1$ plăci în serie:

— se calculează energia maximă înmagazinată în inductanță,

$$W_i = \frac{1}{2} \cdot L_e \cdot I_{e1}^2;$$

unde:

I_{e1} este curentul de excitație pe grupul de plăci în serie;

L_e — inductanța înfășurării de excitație;

— se alege tipul plăcii; din caracteristica

$U = f(I)$ se determină:

$$U_{RA}, \Delta U_R, \Delta I.$$

În funcție de valoarea curentului de excitație în momentul deconectării $I_{e\max}$ din înfășurarea de excitație și de valoarea curentului maxim admisibil pe celulă I_n (valoare care se alege din catalogul celulelor de seleniu) se calculează numărul de celule în paralel:

$$m = \frac{I_{e\max}}{I_n \cdot 0,8};$$

— se determină tensiunea limitată de grupul cu seleniu:

$$U_{lim.e} = n_e \cdot U_p \leq (50 \dots 60) n_e, \text{ unde } 50 \dots 60$$

este tensiunea limită sub curentul maxim suportat de placa aleasă:

$$U_{lim.e} < U_{RRM}, U_{DRM},$$

unde:

U_{RRM} este tensiunea maximă inversă repetitivă pe tiristor;

U_{DRM} — tensiunea maximă directă repetitivă pe tiristor;

U_p — tensiunea pe placă;

— se determină timpul de anulare a curentului de descărcare prin limitator:

$$\Delta t \cong \frac{L_e \cdot I_{e\max}}{R_e I_{e\max} + n \cdot U_p};$$

— se verifică cu ajutorul curbelor

$$I_p = f(\Delta t) \text{ condiția } I_{e\max} \left(\Delta \frac{t}{2} \right) \leq$$

$$\leq I_p \left(\Delta \frac{t}{2} \right), \text{ unde}$$

I_p este curentul total prin celulele de seleniu;

— se calculează rezistența de egalizare:

$$R = \frac{2m \cdot n_e \cdot \Delta U_R}{I_{e\max}}.$$

Se verifică:

$$n_e \cdot U_p + R \cdot \frac{I_{e\max}}{m} < U_{RRM}, U_{DRM}.$$

Pentru întocmirea acestui calcul sînt necesare caracteristicile menționate și care se găsesc în catalogul produsului respectiv.

Această lucrare nu epuizează toate variantele de scheme de protecție după clasificarea prezentată, aceste variante depinzînd de parametrii excitației generatorului respectiv și în primul rînd de puterea lui. În cadrul colectivului de proiectare de sisteme de excitație statice din IPA s-au realizat proiecte de acest fel pentru generatoare sincrone în gama de 6 MW pînă la 330 MW.

BIBLIOGRAFIE

- [1] * * * *Power semiconductors, Thyristors*. Siemens RFG, 1975.
- [2] * * * *Echipamente modulate cu semiconductoare de putere*. IPA, 1975.

Comanda numerică cu control adaptiv pentru procesul de prelucrare prin electroeroziune cu fir

VALENTIN MĂRĂCINESCU* — București

Electroeroziunea cu fir apare ca o metodă relativ nouă de prelucrare a metalelor dure, tratate termic sau care necesită structuri geometrice, care prin metode clasice de prelucrare nu sînt realizabile sau cer eforturi tehnologice deosebite.

În esență procedeul constă în tăierea materialului de bază printr-o succesiune de descărcări electrice controlate, comandate între electrodul E de tip filiform ce se derulează transversal cu viteza V_d și piesa metalică W , într-un mediu dielectric D folosit ca ionizator și element de răcire (fig. 1).

Acest proces de prelucrare este caracterizat în principal de :

- productivitatea de prelevare, ca raport între volumul de material erodat (înlăturat) și unitatea de timp (σ);
- uzura electrodului (θ);
- precizia de prelucrare a formei geometrice S și rugozitatea suprafeței R_z ;
- adincimea stratului influențat termic și cu fisuri.

În timpul procesului de scînteiere impulsurile de putere de tensiune și curent capătă

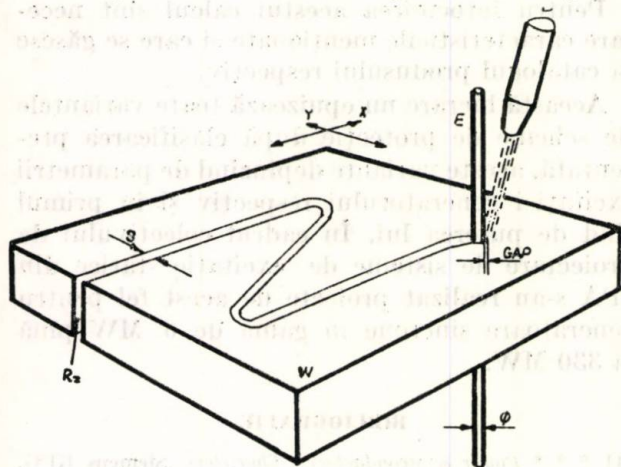


Fig. 1

caracteristici speciale ce reprezintă sursa principală de informații referitoare procesului de tăiere [1], [2].

Dificultățile de obținere și prelucrare a informațiilor, precum și luarea de decizii complete și precise de către operatorul uman, determină

necesitatea introducerii comenzii adaptive în bucla de reglare numerică a electroeroziunii cu fir.

Din multitudinea de factori ce caracterizează procesul de prelucrare se desprind, în principal, ca mărimi de intrare : proprietăți specifice ale materialului de prelucrat și ale dielectricului ca mediu de scînteiere, caracteristici și parametri de lucru ca : rugozitatea, uzura electrodului, viteza de tăiere, viteza de derulare a firului electrod, grosimi ale structurilor geometrice de realizat, precum și parametrii energetici ai impulsurilor pentru scînteiere : amplitudinea și durata impulsurilor de curent și tensiune, pauza dintre impulsuri etc.

Ca mărimi de ieșire ale unui astfel de model funcțional se consideră calitatea suprafeței prelucrate, precizia conturului geometric realizat, productivitatea prelevării.

Sistemul de control și comandă numerică rezolvă problemele legate de configurația pieselor, datele legate de condițiile în care are loc prelucrarea, precum și performanțele tehnologice impuse, realizînd un control adaptiv al interstițiului (GAP) prin legătura la generatorul de impulsuri, în ceea ce privește curentul, tensiunea, frecvența, umplerea, distanța dintre impulsuri, impulsuri de scurtcircuit [3].

Structura internă a echipamentului necesar electroeroziunii cu fir comportă patru părți mari în principal :

1. Bloc de centralizare a datelor introduse de pe bandă.
2. Un interpolator care calculează porțiunile de curbă în planul $X'OY$ în concordanță cu semnalele primite după program și sursa de control a semnalelor externe.
3. Memorie de retur care întoarce electrodul pe același traseu efectuat, cînd apar fenomene accidentale în GAP, întoarcere care se efectuează pe un număr de 250 — 500 de pași.
4. Circuite periferice pentru transmiterea datelor legate de poziție, de controlul parametrilor electrice ai fenomenului de scînteiere și ai interstițiului.

În figura 2 este prezentată schema-bloc simplificată a unui sistem de comandă și control al prelucrării prin eroziune cu fir. Informațiile referitoare la dimensiunile geometrice de executat, la condițiile tehnologice și caracteristicile electrodului și interstițiului, introduse în sistem automat de la cititorul de bandă 1 sau de la o

* Ing. V. Mărăcinescu este cercetător științific în secția de comandă numerică IPA.

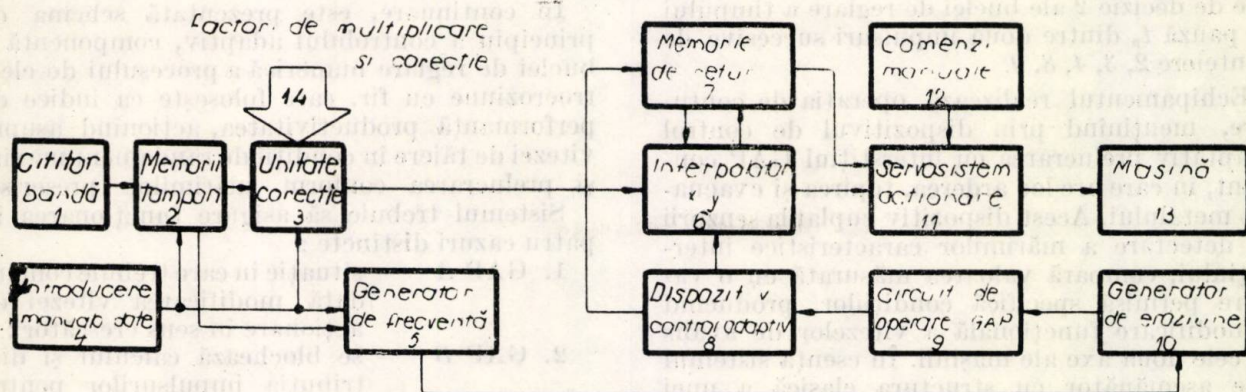


Fig. 2

consolă cu acționare manuală 4, sunt înscrise în memoriile tampon 2.

Echipamentul are posibilitatea (determinată de condițiile speciale ale procesului) de a realiza cu același program în condiții diferite, contururi geometrice concentrice cu un coeficient de corecție și același contur la scări diferite de multiplicare prin aceste comenzi introduse manual 14.

Prelucrarea informațiilor referitoare la proces, introduse în sistem, conduce la o mărime de sincronizare a generatorului de eroziune 10, care produce scinteierea între electrod și piesă necesară prelevării (îndepărtarea materialului).

Informațiile ca mărimi de reacție date de interstițiul de tăiere prin intermediul circuitului de operare GAP 9 se prelucrează în dispozitivul de control adaptiv 8 ce va sincroniza secvențele de calcul ale interpolatorului X, Y 6.

Trenurile de impulsuri ca rezultat al calculelor interpolatorului sunt înmagazinate într-un sistem de memorare permanentă 7, care permite întoarcerea pe contur cu un număr de incrementi determinat, în cazul unor fenomene accidentale ce apar în interstițiu.

Sistemul de acționare 11 primește informații de la un panou extern manevrat manual de operator 12 sau de la dispozitivul de calcul și decizie 6, comandând deplasările ce trebuie să fie executate pe cele două axe ale mașinii 13.

Sistemul de control adaptiv trebuie să optimizeze procesul de prelucrare prin electroeroziune cu fir, astfel încât să se obțină o viteză de tăiere maximă în condiții calitative impuse, comandând prelevarea (îndepărtarea de material) maximă, constantă și continuă. Acest lucru se face prin alegerea ca indice de performanță a productivității:

$$IP = \sigma(t_i, I, t_p, U).$$

În figura 3 se prezintă schema-bloc a unui sistem de reglare adaptiv ce prelucrează informațiile prin căutarea unui optim energetic acționând asupra timpului de pauză t_p ca indice de performanță [4], [5].

Prin intermediul senzorului 11 se preiau informații referitoare la proces de pe o capacitate 7 cuplată la ieșirea generatorului de impuls 5 și prelucrate prin compararea cu valorile prescrise, se distribuie ca mărimi de comandă spre circui-

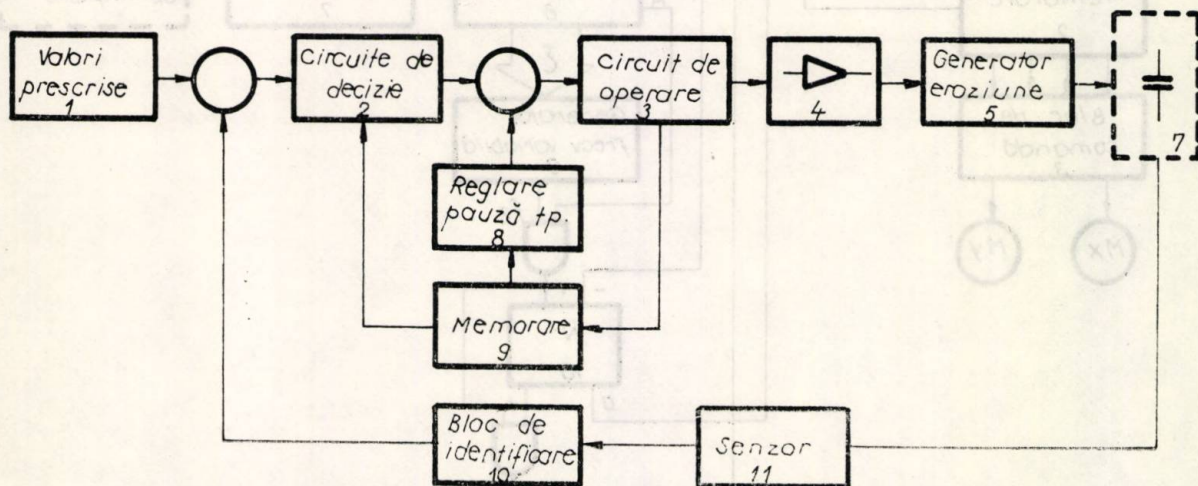


Fig. 3

tele de decizie 2 ale buclei de reglare a timpului de pauză t_p dintre două impulsuri succesive de scinteiere 2, 3, 4, 8, 9.

Echipamentul realizează operația de conturare, menținând prin dispozitivul de control adaptativ prelucrarea cu interstițiul GAP constant, în care are loc arderea, topirea și evacuarea metalului. Acest dispozitiv cuplat la senzorii de detectare a mărimilor caracteristice interstițiului, compară valoarea măsurată cu o valoare permisă specifică condițiilor, producând o modificare funcțională a vitezelor de avans pe cele două axe ale mașinii. În esență sistemul este asemănător cu structura clasică a unei comenzi numerice cu control adaptiv concepută pentru mașini-unelte, așchietoare [6]. Însă în multitudinea fenomenelor ce au loc pe timpul desfășurării tăierii, sistemul trebuie să ia în considerare accidentele care constau în ruperea firului sau scurtcircuit, datorită unor particule conducătoare ce nu se evacuează complet. În cazul ruperii electrodului filiform se dă comanda de blocare a generatorului de impuls și a mașinii, iar la măsurarea tensiunii sub o anumită valoare critică sistemul de control adaptiv impune returnul pe contur, întoarcerea efectuându-se pe traiectoria executată până în acel moment, după care desfășurarea procesului revine la normal.

În continuare, este prezentată schema de principiu a controlului adaptiv, componentă a buclei de reglare numerică a procesului de electroeroziune cu fir, care folosește ca indice de performanță productivitatea, acționind asupra vitezei de tăiere în condiții de randament maxim și prelucrarea conform mărimilor prescrise.

Sistemul trebuie să asigure funcționarea în patru cazuri distincte :

1. GAP A — situație în care trebuie comandată modificarea vitezei de acționare în sens crescător ;
2. GAP B — se blochează calculul și distribuția impulsurilor pentru acționare ;
3. S — în cazul unui scurtcircuit între electrod și piesă controlul adaptiv comandă retragerea acestuia pe o distanță de 250 (500) pași incrementali, după care se revine la punctul inițial ;
4. R — la ruperea firului se comandă blocarea calculului, a sistemului de acționare și a tensiunii de impuls din electrod.

În figura 4 este prezentată schema unui astfel de control adaptiv folosit la prelucrarea prin electroeroziune cu fir.

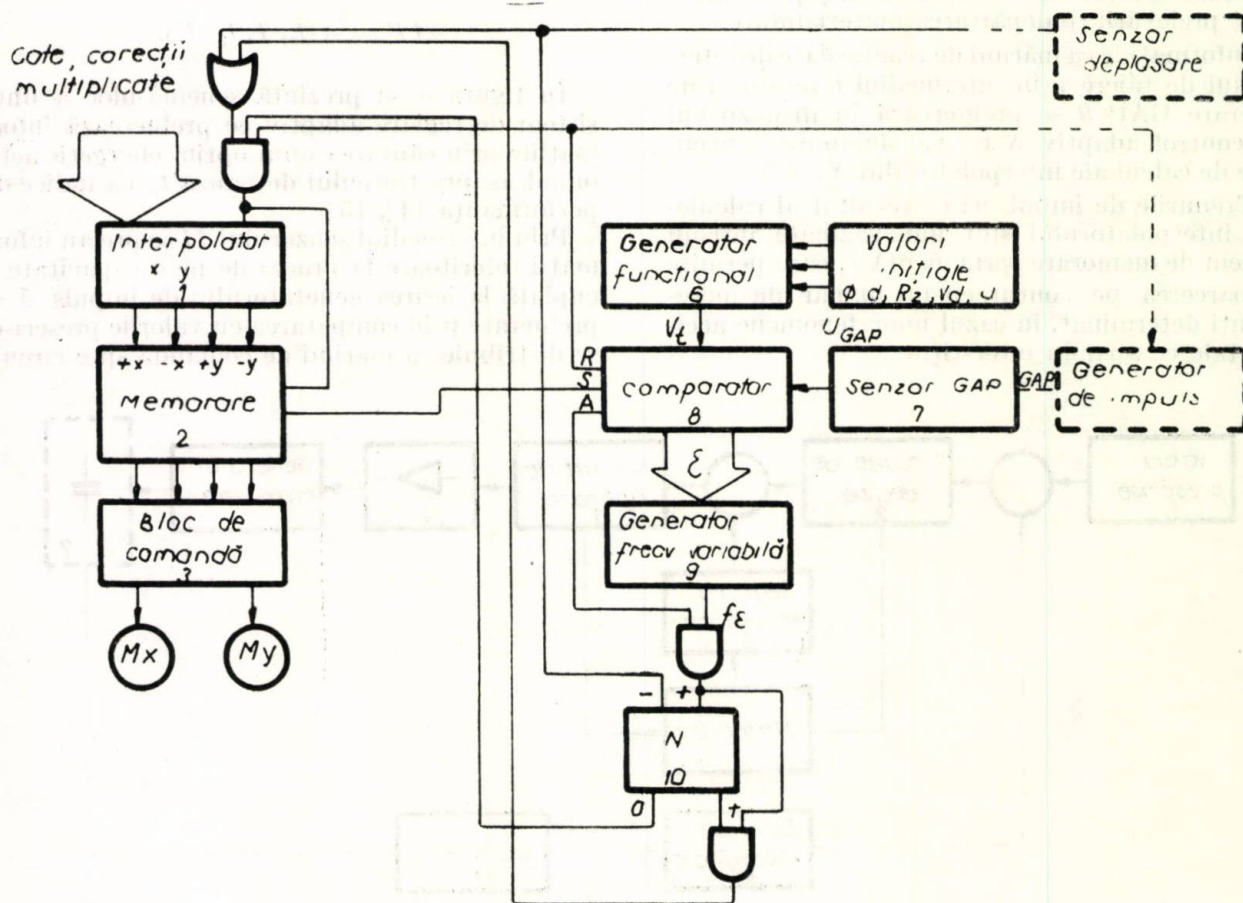


Fig. 4

Informațiile aferente contururilor geometrice ce trebuie să fie realizate sînt prelucrate în interpolatorul 1, ale cărui semnale de ieșire se memorează în circuitul 2.

Înmagazinîndu-se astfel impulsurile de acționare pentru cele două axe în sensurile corespunzătoare, memoria 2 este baleiată în regimul de lucru normal și prin intermediul blocului de comandă 3, se face acționarea motoarelor 4 și 5 ale celor două axe X și Y .

Condițiile inițiale impuse pentru desfășurarea normală a procesului, referitoare la : diametrul electrodului ϕ , rugozitatea R_z , viteza de derulare a electrodului V_d , grosimea materialului d , tensiunea în fir, se introduc în generatorul funcțional 6 care pe baza acestor date creează un semnal de referință corespunzător vitezei de tăiere V_t . Prin intermediul senzorului 7 se primesc date corespunzătoare intersitițiului GAP de la generatorul de impuls.

Comparatorul 8 calculează semnalul necesar controlului distanței dintre electrod și piesă GAP și comandă generatorul de frecvență variabilă 9, obținîndu-se un semnal proporțional cu eroarea. Numărătorul 10 este incrementat cu impulsuri cu frecvență pentru situația GAP A și este decrementat de impulsurile ce sosesc de la senzorul deplasărilor incrementale. Ieșirea „+” a număratorului N permite suplimentarea impulsurilor de comandă a interpolatorului accelerînd deplasările pe cele două axe și compenșînd astfel creșterea GAP. În cazul B în care viteza este prea mare, număratorului N comandă cu semnalul de pe ieșirea „0” blocarea calculului și deci a înaintării electrodului în piesă. Pentru cazul accidental al scurtcircuitului de interstițiu S, comparatorul 8 comandă circulara în sens invers a informației de deplasare înmagazinată în blocul 2, după care se revine la situația inițială.

În cazul R în care electrodul filiform se rupe, are loc blocarea calculelor și implicit a sistemului de acționare.

Structura de control adaptiv prezentată, parte determinantă în comanda numerică a procesului de prelucrare prin electroeroziune cu fir, se încadrează în sistemele clasice.

În urma optimizării prin analiza indicelui de performanță al productivității de prelevare în raport cu precizia impusă, sistemul controlează și modifică parametrii de lucru în bucla de reglare numerică, respectiv viteza de tăiere a materialului (fig. 5).

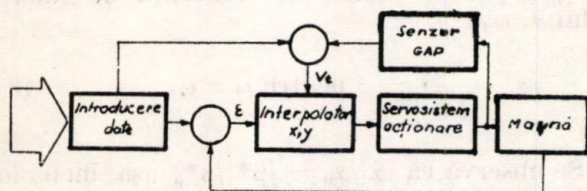


Fig. 5

Acest procedeu este cunoscut în literatura de specialitate sub numele de „ajustarea parameltrilor” [7].

Concluzii

Această metodă de prelucrare oferă specialiștilor un câmp deschis de cercetare prin multitudinea și complexitatea problemelor ce trebuie rezolvate.

De asemenea, avantajele deosebite prezentate succint la începutul lucrării fac ca sistemele de electroeroziune cu electrod filiform să fie foarte cerute în diferite sectoare ale industriei mecanice (sculărie, matrișerie), industria electrotehnică (construcția rotoarelor), aeronautică (profiluri complexe specifice), precum și în domeniul aplicațiilor speciale [8]. Cercetările din ultimii ani au adus o serie de elemente noi în ceea ce privește rezolvarea problemelor mecanice și tehnologice, precum și ridicarea tehnicii de calcul folosite, pe o treaptă superioară. Ultimile realizări în domeniul comenzii numerice necesare rezolvării multiplelor și variațelor probleme specifice procesului de electroeroziune nu pot fi concepute fără conducerea cu mini și microcalculatoare — CNC, atît în ceea ce privește flexibilitățile lor deosebite, capacităților de lucru mari, cît și datorită necesităților imperioase de înlocuire a structurii clasice de hard, prin programe comode în soft ușor manevrabile de operator în condiții de fiabilitate deosebită.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Knauf, U., Rothe, F. *Die Regelung der Prozesses der funkenerosiven Metallbearbeitung*. In : *Elektrie*, nr. 29, 1975.
- [2] Nanu, A., Buzulică, D. *Studii și cercetări pentru realizarea unui model experimental de comandă adaptivă pentru mașini de prelucrare prin eroziune electrică*. Proiect I.P. — Timișoara, 1975.
- [3] Werner Ullmann. *Digital circuit for an enroding machine*. Brevet SUA, 1973.
- [4] Saito, N., Kobayashi, K. *A method for adaptive control in EDM process*. În : ISEM, 1970, Viena.
- [5] Saito, N., Kobayashi, K. *Adaptive control of EDM*. În : Mitsubishi Denki Engineer, nr. 12, dec 1970.
- [6] Kobayashi, K. *Adaptive control system for numerical control of a cutting tool*. Brevet SUA 1973.
- [7] Nicolau, Edm., Popovici, Al. *Introducere în cibernetica sistemelor continue*. București, Ed. tehnică, 1972.
- [8] Janicke, M. J. *Nouveau système de découpage de profils par étincelage*, Colloque de 2-3 mai 1974 de Comité Français d'Electrothermie.

CZ 621.382

FRECVENȚĂ LIMITĂ f_α
 FRECVENȚĂ DE TRANZIȚIE f_T
 TIMP DE VIAȚĂ τ_n

Influența timpului de viață al purtătorilor minoritari din bază asupra frecvenței limită f_α și de tranziție f_T la tranzistoarele cu baza uniformă

DAN SACHELARIU și MARIANA SACHELARIU* — București

Introducere

Valoarea frecvenței limită interne f_α pentru un tranzistor NPN cu baza uniformă a fost dedusă de Pritchard [1], în accepția valabilității a două ipoteze simplificatoare $W/L_n \ll 1$, adică lungimea de difuzie L_n a purtătorilor minoritari injectați în bază este mult mai mare decât grosimea bazei W și $\omega_\alpha \tau_n \gg 1$, adică timpul de viață τ_n al purtătorilor minoritari din bază este mult mai mare decât inversul frecvenței limită ω_α . Ipotezele au fost păstrate de Thomas și Moll [2], în deducerea valorii frecvenței de tranziție f_T .

Aceste simplificări, corecte pentru un tranzistor convențional, își pierd valabilitatea în cazul tranzistoarelor la care valoarea timpului de viață τ_n devine foarte mică. Astfel, de exemplu, pentru un tranzistor NPN de comutație, concentrația atomilor de aur din regiunea bazei poate atinge [3] valori în jur de $2 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$. Rezultă [4], [5] un timp de viață al electronilor în bază, în jur de $8 \times 10^{-10} \text{ s}$, cu o lungime de difuzie corespunzătoare $L_n = 1 \mu$. Pentru valori uzuale ale frecvenței de tranziție $f_T \approx 500 \text{ MHz}$ și, corespunzător, ale grosimii bazei $W = 0,7 \mu$ rezultă $W/L_n = 0,7$ și $\omega_\alpha \tau_n = 3$.

Este evident astfel că neglijările făcute în lucrările [1], [2] nu mai sînt corecte pentru un tranzistor în care τ_n scade simțitor. În mod direct rezultă că relația de calcul pentru frecvența de tăiere a factorului intern de amplificare în curent, în montaj cu baza comună ω_α [1],

$$\omega_\alpha = \frac{2,43 D_n}{W^2}, \quad (1)$$

precum și cea pentru frecvența de tranziție ω_T [2],

$$\omega_T = \frac{\omega_\alpha}{1,22}, \quad (2)$$

deduse pentru un tranzistor convențional cu bază uniformă, își pierd valabilitatea în cazul dispozitivelor de comutație.

* Ing. D. Sachelariu și ing. M. Sachelariu sînt cercetători științifici la Institutul de cercetări pentru componente electronice (ICCE) — București.

1. Influența timpului de viață τ_n , asupra frecvenței limită ω_α .

În cele ce urmează se va considera, în primă aproximație, numai influența bazei intrinseci. În plus, se va considera cazul ideal al unui tranzistor cu bază uniform dopată.

Factorul intern de amplificare în curent, în montaj cu bază comună, la semnal mic α [6] este dat de produsul eficienței de injecție a emitorului γ cu factorul de transport prin bază β^* :

$$\alpha = \gamma \beta^*. \quad (3)$$

Se știe că [6] eficiența emitorului este o funcție practic independentă de frecvență:

$$\gamma = \gamma_0. \quad (4)$$

Factorul de transport prin bază, pentru o distribuție uniformă a impurităților, este dat [6] de relația:

$$\beta^* = \text{sech} \left[\frac{W}{L_n} (+ j \omega \tau_n)^{1/2} \right]. \quad (5)$$

La frecvențe foarte coborîte se poate considera $\omega \tau_n \ll 1$ și rezultă valoarea de frecvență joasă a lui β^* :

$$\beta_0^* = \text{sech} \frac{W}{L_n}. \quad (6)$$

Prin definiție, frecvența la care β^* scade cu 3 dB față de valoarea sa de frecvență joasă β_0^* se numește frecvența de tăiere a bazei ω_b ,

$$|\beta^*| = \frac{\beta_0^*}{\sqrt{2}}, \quad \text{pentru } \omega = \omega_b. \quad (7)$$

Analog, frecvența la care α descrește cu 3 dB față de valoarea sa de frecvență joasă, $\alpha_0 = \gamma_0 \beta_0^*$, poartă numele de frecvență de tăiere a lui α , ω_α ,

$$|\alpha| = \frac{\alpha_0}{\sqrt{2}}, \quad \text{pentru } \omega = \omega_\alpha. \quad (8)$$

Se observă că $|\alpha|/\alpha_0 = |\beta^*|/\beta_0^*$ așa încît, în primă aproximație, se poate considera:

$$\omega_\alpha = \omega_b. \quad (9)$$

Pentru determinarea lui ω_b este necesar să se rezolve ecuația :

$$\left| \frac{\operatorname{sech} \left[\frac{W}{L_n} (1 + j\omega_b \tau_n)^{1/2} \right]}{\operatorname{sech} \left(\frac{W}{L_n} \right)} \right|^2 = \frac{1}{2}. \quad (10)$$

După transformări (anexa) ecuația de mai sus devine :

$$\operatorname{ch}^2 \left[\frac{(a^4 + x_\alpha^2)^{1/2} + a^2}{2} \right] - \sin^2 \left[\frac{(a^4 + x_\alpha^2)^{1/2} - a^2}{2} \right] = 2 \operatorname{ch}^2 a, \quad (11)$$

unde x_α este legat de ω_α prin relația :

$$\omega_\alpha = \frac{x_\alpha D_n}{W^2}. \quad (12)$$

Această relație permite calculul lui x_α pentru o anumită valoare a raportului $a = W/L_n$. Ecuația (11) a fost rezolvată numeric pentru valori ale raportului W/L_n în domeniul 0—0,7. Rezultatele sînt prezentate în figura 1. Din studiul datelor prezentate se observă că frecvența limită ω_α crește odată cu micșorarea timpului de viață a purtătorilor minoritari injectați în bază. Astfel, pentru un timp de viață suficient de mare

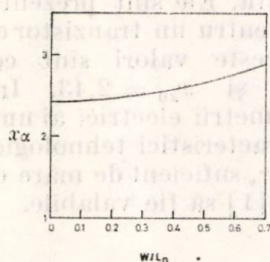


Fig. 1. Valoarea constantei x_α în funcție de raportul

$$W/L_n \cdot \left(\omega_\alpha = \frac{x_\alpha D_n}{W^2} \right).$$

ca raportul W/L_n să tindă către zero, obținem expresia cunoscută [1] a frecvenței limită $\omega_\alpha = \frac{2,43 D_n}{W^2}$. Pentru un timp de viață suficient de mic, astfel încît $W/L_n = 0,7$, valoarea frecvenței ω_α devine $\omega_\alpha = \frac{2,9 D_n}{W^2}$.

Timpul de tranzit al purtătorilor minoritari prin bază scade ca urmare a creșterii recombinării.

Dacă se folosesc aproximațiile introduse de Pritchard [1]: $W/L_n \ll 1$, adică $a \rightarrow 0$ și $\omega_\alpha \tau_n \gg 1$, adică $a^2 \ll x_\alpha$, ecuația (11) devine :

$$\operatorname{ch}^2 \left(\frac{x_\alpha}{2} \right)^{1/2} - \sin^2 \left(\frac{x_\alpha}{2} \right)^{1/2} = 2. \quad (13)$$

Această ecuație are soluția unică $x_{\alpha 0} = 2,43$, simplificările făcute în relația (11) eliminând influența timpului de viață τ_n asupra frecvenței limită ω_α .

Valoarea frecvenței de tăiere a factorului global de amplificare în curent, în montaj cu baza comună, ω_{ab} [6] este mai mică decît cea a frecvenței limită interne ω_α . În acest caz este necesar să se ia în considerare : constanta de timp de întârziere asociată emitorului, $1/\omega_e = (kT/qI_E) \cdot C_e$, timpul de tranzit prin regiunea de golire a colectorului [7], $1/\omega_d = x_m/2,8 \cdot v_e$, constanta de timp de întârziere asociată colectorului, $1/\omega_c = r_{sc} \cdot C_{TC}$. Frecvența limită globală ω_{ab} se calculează [7, 8] în mod corect, cu relația :

$$\frac{1}{\omega_{ab}} \approx \sqrt{\frac{1}{\omega_b^2} + \frac{1}{\omega_e^2} + \frac{1}{\omega_d^2} + \frac{1}{\omega_c^2}}. \quad (14)$$

Dacă notăm :

$$\Sigma = \frac{1}{\omega_e^2} + \frac{1}{\omega_d^2} + \frac{1}{\omega_c^2}, \quad (15)$$

obținem :

$$\frac{1}{\omega_{ab}} \approx \sqrt{\left(\frac{W^2}{x_\alpha D_n} \right)^2 + \Sigma}. \quad (16)$$

Această relație dă valoarea reală a frecvenței limită globale ω_{ab} pentru un tranzistor NPN cu baza uniformă. La o anumită valoare a raportului W/L_n , constanta x_α poate fi citită direct din figura 1.

2. Influența timpului de viață τ_n și a factorului static de amplificare în curent α_0 asupra frecvenței de tranziție f_T

Factorul de amplificare în curent la semnal mic, în montaj cu emitor comun β , este dat [6] de relația :

$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}. \quad (17)$$

Ținînd seamă de relația (3), expresia de mai sus devine :

$$\beta = \frac{\gamma_0 \beta^*}{1 - \gamma_0 \beta^*}. \quad (18)$$

Așa cum s-a arătat în capitolul 1, la frecvențe joase putem scrie $\alpha_0 = \gamma_0 \operatorname{sech}(W/L_n)$. Rezultă valoarea eficienței de injecție a emitorului :

$$\gamma_0 = \alpha_0 \operatorname{ch}\left(\frac{W}{L_n}\right). \quad (19)$$

Prin definiție, frecvența la care valoarea lui β devine egală cu unitatea poartă numele de frecvență de tranziție ω_T ,

$$|\beta| = 1, \quad \text{pentru} \quad \omega = \omega_T. \quad (20)$$

Ținând seamă de relațiile (5), (18) și (19), ecuația (20) care dă valoarea frecvenței de tranziție poate fi scrisă :

$$\left| \frac{\alpha_0 \operatorname{ch}\left(\frac{W}{L_n}\right) \operatorname{sech}\left[\frac{W}{L_n}(1 + j\omega_T \tau_n)^{1/2}\right]}{1 - \alpha_0 \operatorname{ch}\left(\frac{W}{L_n}\right) \operatorname{sech}\left[\frac{W}{L_n}(1 + j\omega_T \tau_n)^{1/2}\right]} \right|^2 = 1. \quad (21)$$

După transformări (anexa) relația de mai sus devine :

$$\frac{\operatorname{ch}^2\left[\frac{(a^4 + x_T^2)^{1/2} + a^2}{2}\right]^{1/2} - \sin^2\left[\frac{(a^4 + x_T^2)^{1/2} - a^2}{2}\right]^{1/2}}{\operatorname{ch}\left[\frac{(a^4 + x_T^2)^{1/2} + a^2}{2}\right]^{1/2} \cdot \cos\left[\frac{(a^4 + x_T^2)^{1/2} - a^2}{2}\right]^{1/2}} = 2\alpha_0 \operatorname{cha}, \quad (22)$$

unde :

$$\omega_T = \frac{x_T D_n}{W^2}. \quad (23)$$

Dând valori discrete raportului $a = W/L_n$ în domeniul 0–0,7 și lui α_0 în domeniul 0,8–1, s-a rezolvat numeric ecuația (22). S-a ținut seamă că $\alpha_0 \operatorname{ch}(W/L_n) \leq 1$. Rezultatele obținute pentru X_T sunt prezentate în figura 2. Se observă că la o valoare constantă a rapor-

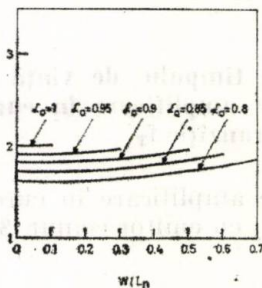


Fig. 2. Valoarea constantei x_T în funcție de raportul

$$W/L_n \cdot \left(\omega_T = \frac{x_T D_n}{W^2}\right).$$

tului W/L_n , x_T descrește semnificativ odată cu micșorarea lui α_0 , în timp ce la o valoare constantă a lui α_0 creșterea lui x_T odată cu mărirea raportului W/L_n nu este tot așa de importantă.

Utilizând aproximările lui Pritchard : $W/L_n \ll 1$, adică $a \rightarrow 0$ și $\omega_T \cdot \tau_n \gg 1$, adică $a^2 \ll x_T$, ecuația (22) devine :

$$\frac{\operatorname{ch}^2\left(\frac{x_T}{2}\right)^{1/2} - \sin^2\left(\frac{x_T}{2}\right)^{1/2}}{\operatorname{ch}\left(\frac{x_T}{2}\right)^{1/2} \cdot \cos\left(\frac{x_T}{2}\right)^{1/2}} = 2\alpha_0. \quad (24)$$

Pentru $\alpha_0 = 1$ această ecuație are soluția unică $x_{T0} = 1,995$, simplificările făcute eliminând influența timpului de viață τ_n asupra frecvenței de tranziție ω_T .

Din relațiile (12) și (23) rezultă legătura dintre frecvența limită ω_α și frecvența de tranziție ω_T ,

$$\frac{1}{\omega_T} = \frac{x_\alpha}{x_T} \cdot \frac{1}{\omega_\alpha}, \quad (25)$$

unde $\omega_\alpha = \omega_b$.

Dacă se ține cont și de influența celorlalte constante de timp ale tranzistorului rezultă o valoare mai mică a frecvenței de tranziție :

$$\frac{1}{\omega_T} = \frac{x_\alpha}{x_T} \sqrt{\left(\frac{W^2}{x_\alpha D_n}\right)^2 + \Sigma}. \quad (26)$$

Valorile constantelor x_α și x_T pot fi citite direct din figurile 1 și 2 la un raport W/L_n și o valoare α_0 dată. Ele sînt prezentate în plus și în tabelul 1. Pentru un tranzistor convențional cu $\alpha_0 = 1$ aceste valori sînt cele clasice : $x_{\alpha 0}/x_{T0} = 1,22$ și $x_{\alpha 0} = 2,43$. Indicele „0” definește parametrii electrici ai unui tranzistor cu aceleași caracteristici tehnologice, dar cu un timp de viață τ_n suficient de mare ca aproximările Pritchard [1] să fie valabile.

Tabelul 1

$\frac{W}{L_n}$	x_α	x_T				
		$\alpha_0 = 0,80$	$\alpha_0 = 0,85$	$\alpha_0 = 0,90$	$\alpha_0 = 0,95$	$\alpha_0 = 1$
0	2,433	1,601	1,714	1,816	1,909	1,995
0,1	2,442	1,605	1,719	1,822	1,915	2,002
0,2	2,471	1,623	1,737	1,840	1,934	
0,3	2,520	1,650	1,765	1,870	1,965	
0,4	2,586	1,687	1,805	1,912		
0,5	2,672	1,736	1,856	1,965		
0,6	2,776	1,793	1,918			
0,7	2,900	1,861				

$$\alpha_0 \operatorname{ch}\left(\frac{W}{L_n}\right) > 1$$

Trebuie precizat că întreaga discuție are loc în cazul nivelului mic de injecție și în condiția în care curentul de colector nu depășește valoarea sa critică I_{crit} [11].

Se va studia în continuare relația de calcul (26) pentru determinarea frecvenței de tranziție. Se definește pentru început funcția :

$$F(x) = \frac{\operatorname{ch}^2 \left[\frac{(a^4 + x^2)^{1/2} + a^2}{2} \right]^{1/2} - \sin^2 \left[\frac{(a^4 + x^2)^{1/2} - a^2}{2} \right]^{1/2}}{2 \cdot \operatorname{cha} \cdot \operatorname{ch} \left[\frac{(a^4 + x^2)^{1/2} + a^2}{2} \right]^{1/2} \cdot \cos \left[\frac{(a^4 + x^2)^{1/2} - a^2}{2} \right]^{1/2}}. \quad (27)$$

Reprezentarea grafică a acestei funcții pentru diferite valori ale lui a (fig. 3) ne permite să tragem următoarea concluzie : pe domeniul de valori $F(x) = 0,8-1$, funcția dată poate fi reprezentată cu o bună aproximație de o

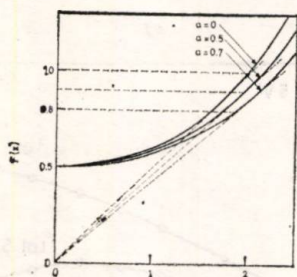


Fig. 3 Variația funcției $F(x)$, definită de relația (27), pentru diferite valori ale constantei $a = W/L_n$.

dreaptă ce trece prin origine cu panta m . $F(x) = mx$, pentru $F(x) \in [0,8-1]$. Rezultă că soluția ecuației (22), $F(x) = \alpha_0$ pentru $\alpha_0 = 0,8-1$, este de forma $x_T = \alpha_0/m$. Se observă că se poate considera cu o aproximație destul de bună $m = 0,8/x_{T1}$, unde s-a notat cu x_{T1} valoarea constantei x_T pentru $\alpha_0 = 0,8$ la un raport $a = W/L_n$ dat. Același lucru rezultă și direct din tabelul 1 observind că valoarea raportului x_T/α_0 este practic constantă pentru o valoare dată W/L_n . Pe baza acestor considerente expresia (26) a frecvenței de tranziție devine $\frac{1}{\omega_T} = \frac{0,8 \cdot x_\alpha}{\alpha_0 x_{T1}} \cdot \frac{1}{\omega_\alpha}$. Dacă se notează $K = \frac{x_{T1}}{0,8 \cdot x_\alpha}$, rezultă în final că frecvența de tranziție poate fi exprimată cu o bună aproximație de o relație de tip Thomas-Moll [2] :

$$\omega_T = \alpha_0 \cdot K \cdot \omega_\alpha, \quad (28)$$

unde K are semnificația constantei corecției de fază [2] pentru un tranzistor cu bază uniformă. Din valorile calculate x_α și x_{T1} , la un anumit raport W/L_n , rezultă (fig. 4) variația constantei K în funcție de W/L_n . Se observă că valoarea

$K = 0,82$ dedusă de Thomas și Moll [2] reprezintă un caz particular al unei soluții generale, influența timpului de viață τ_n fiind ignorată. Odată cu scăderea timpului de viață al purtătorilor minoritari din bază are loc diminuarea constantei corecției de fază, valoarea sa ajungînd la 0,80 cînd $W/L_n = 0,7$.

În proiectarea lui ω_T se pot folosi direct curbele $x_\alpha = f(W/L_n)$ și $K = f(W/L_n)$.

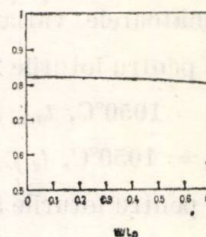


Fig. 4. Valoarea constantei corecției de fază K în funcție de raportul W/L_n . ($\omega_T = \alpha_0 K \cdot \omega_\alpha$).

3. Rezultate experimentale

S-au realizat șase loturi de tranzistoare NPN, dublu difuzate pe o geometrie interdigitată, ale cărei dimensiuni sînt date în figura 5. S-au folosit plachete de siliciu planar epitaxiale, $N_{D, \text{epi}} = 1,5 \times 10^{16} \text{ cm}^{-3}$; $x_{\text{epi}} = 5,5 - 6 \mu$; $N_{D, \text{substrat}} > 10^{18} \text{ cm}^{-3}$; $x_{\text{substrat}} = 220 \mu$. Pentru

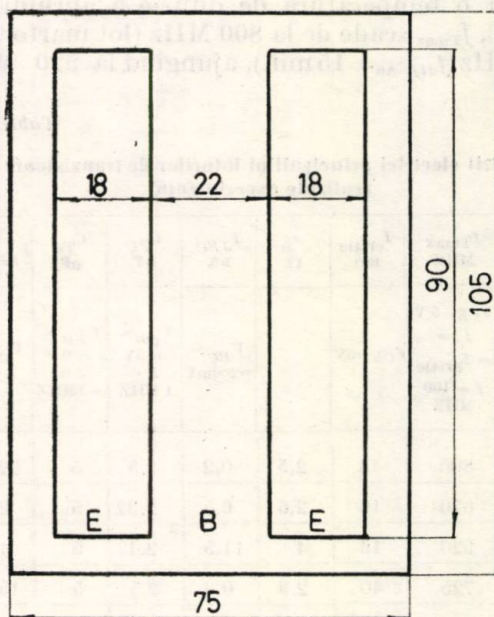


Fig. 5. Geometria tranzistorului NPN realizat experimental (E — emitor, B — bază). Toate dimensiunile sînt date în microni.

toate loturile s-a urmărit să se obțină același profil de difuzie: $x_B = 1,8 \mu$; $N_{BS} = 8 \times 10^{18} \text{ cm}^{-3}$; $x_E = 1,2 \mu$; $N_{ES} = 2,5 \times 10^{20} \text{ cm}^{-3}$.

Loturile diferă între ele doar prin condițiile de difuzie a aurului. Fiecare lot de tranzistoare dopate cu aur este însoțit de un lot martor. Pentru a obține același profil tehnologic, toate procesele termice, inclusiv tratamentul termic din timpul difuziei de aur, au fost realizate simultan, în același cuptor de difuzie, pentru lotul martor și cel dopat. Singura diferență este că în timpul difuziei de aur plachetele din lotul dopat au pe spate un strat depus de aur de $300 \text{ \AA}$, în timp ce plachetele din lotul martor păstrează pe spate un strat de oxid care inhibă puternic [9] eventuala difuzie a impurităților de aur din cuptor. La același profil de difuzie s-au realizat următoarele variante de loturi:

lot 1 — martor pentru loturile 2 și 3;

lot 2 — $T_{dif, Au} = 1050^\circ\text{C}$, $t_{dif, Au} = 15 \text{ min}$;

lot 3 — $T_{dif, Au} = 1050^\circ\text{C}$, $t_{dif, Au} = 35 \text{ min}$;

lot 4 — martor pentru loturile 5 și 6;

lot 5 — $T_{dif, Au} = 1100^\circ\text{C}$, $t_{dif, Au} = 10 \text{ min}$;

lot 6 — $T_{dif, Au} = 1100^\circ\text{C}$, $t_{dif, Au} = 20 \text{ min}$.

Din fiecare lot de tranzistor au fost închise câte 100 structuri în capsule TO-18, pe care s-au efectuat măsurători electrice. Rezultatele măsurătorilor prezentate în tabelul 2 reprezintă valori tipice, dispersia în cadrul aceluiași lot fiind foarte mică.

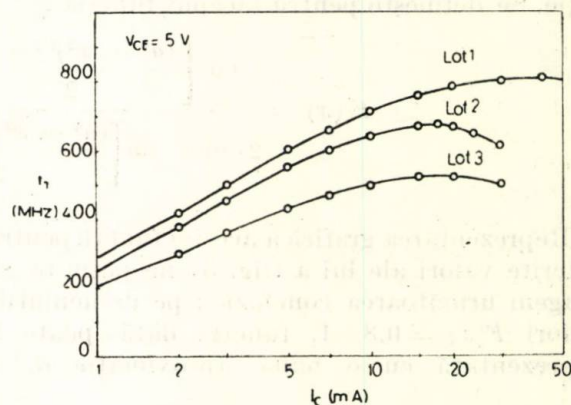
Tabelul 2 pune în evidență scăderea frecvenței maxime de tranziție odată cu creșterea temperaturii și a timpului de difuzie aur. Astfel, pentru o temperatură de difuzie a aurului de 1050°C , f_{Tmax} scade de la 800 MHz (lot martor) la 670 MHz ($t_{dif, Au} = 15 \text{ min}$), ajungând la 520 MHz

Tabelul 2

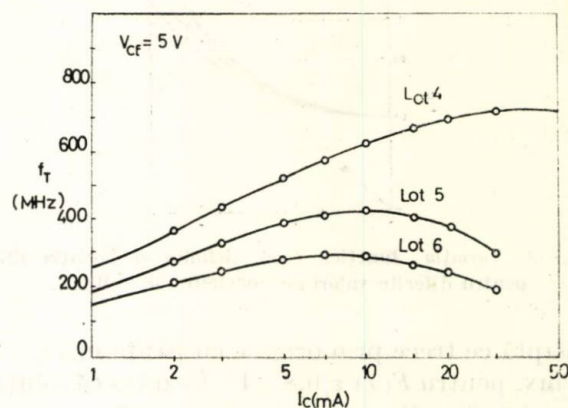
Parametrii electricei principali ai loturilor de tranzistoare NPN realizate experimental

Lot	f_{Tmax} MHz	I_{critic} mA	r_{sc} Ω	I_{JBC} nA	C_{TC} pF	C_{Te} pF	h_{FEmax}
	$V_{CE}=5 \text{ V}$ $I_c =$ $= I_{critic}$ $f = 100$ MHz	$V_{CE}=5 \text{ V}$		$V_{BC} =$ $= 200 \text{ mV}$	$V_{CB} =$ $= 5 \text{ V}$ $f =$ $= 1 \text{ MHz}$	$V_{EB} =$ $= 0 \text{ V}$ $f =$ $= 1 \text{ MHz}$	$V_{CE} =$ $= 5 \text{ V}$
1	800	48	2,5	0,2	2,5	5	220
2	670	16	2,6	6,5	2,32	5	23
3	520	16	4	11,5	2,42	5	16
4	725	40	2,9	0,3	2,5	5	159
5	420	10	4,7	46	2,1	5	8
6	290	8	5	71	1,87	5	6

pentru un timp mai mare de difuzie ($t_{dif, Au} = 35 \text{ min}$). Variația este mai puternică la o temperatură mai ridicată ($T_{dif, Au} = 1100^\circ\text{C}$). Se ajunge de la 725 MHz (martor) la 420 MHz ($t_{dif, Au} = 10 \text{ min}$) și în sfârșit la 290 MHz ($t_{dif, Au} = 20 \text{ min}$). Reprezentarea grafică (fig. 6) a variației frec-



a)



b)

Fig. 6. Variația frecvenței de tranziție f_T în funcție de curentul de colector I_C ($V_{CE} = 5 \text{ V}$) la loturile de tranzistoare NPN realizate experimental.

venței de tranziție cu curentul de colector, la o tensiune $V_{CE} = 5 \text{ V}$, reflectă în plus scăderea lui f_T , la o aceeași valoare a lui I_C , odată cu creșterea concentrației de aur.

Creșterea concentrației de aur din regiunea colectorului produce compensarea [10] stratului epitaxial. Ca urmare, scade valoarea curentului critic I_{critic} [11], la care f_T își atinge maximum. În condițiile $T_{dif, Au} = 1100^\circ\text{C}$ și $t_{dif, Au} = 20 \text{ min}$, de exemplu, I_{critic} scade la 8 mA față de 40 mA la lotul martor. În plus, din același motiv, are loc creșterea rezistenței serie colector r_{sc} . În tabelul 2 sînt date valorile acestei rezistențe pentru toate loturile, determinate [12] din variația tensiunii de saturație $V_{CE sat}$ cu curentul de colector I_C , la un raport constant I_C/I_B .

Creșterea concentrației de aur de la joncțiunea colector-bază, odată cu mărirea temperaturii și a timpului de difuzie, este pusă în evidență prin măsurarea curentului de polarizare directă

al joncțiunii colector-bază I_{BC} , la o polarizare fixă $V_{BC} = 200$ mV. Concentrația atomilor de aur aflați în stare acceptoare din regiunea de sarcină spațială a acestei joncțiuni este suficient de mare [13] pentru a produce micșorarea capacității C_{TC} de tranziție a colectorului.

În regiunea de sarcină spațială a joncțiunii emitor-bază concentrația atomilor de aur acceptori este prea mică pentru a compensa concentrația bazei din această regiune, capacitatea C_{Te} de tranziție a emitorului rămânând practic aceeași la toate loturile.

Intensificarea procesului de recombinare din bază, ca urmare a măririi concentrației de aur din această regiune, și, posibil, compensarea concentrației din emitor [3] ca urmare a difuziei de aur produc scăderea drastică a valorii maxime a factorului static de amplificare în curent h_{FE} .

În continuare se va considera că în bază există o distribuție uniformă de impurități care ar corespunde unei concentrații medii a bazei difuzate. Valoarea sa este aceeași pentru lotul dopat cu aur și, respectiv, pentru lotul martor deoarece profilul de difuzie este același în ambele cazuri. În această situație se poate scrie pentru un lot martor,

$$\frac{1}{\omega_{T0 \max}} = \frac{x_{\alpha 0}}{x_{T0}} \sqrt{\left(\frac{W^2}{x_{\alpha 0} \cdot D_n}\right)^2 + \Sigma_0}, \quad (29)$$

iar pentru lotul corespunzător dopat cu aur,

$$\frac{1}{\omega_{Tmax}} = \frac{x_{\alpha}}{x_T} \sqrt{\left(\frac{W^2}{x_{\alpha} \cdot D_n}\right)^2 + \Sigma}. \quad (30)$$

După transformări algebrice simple, din relațiile (29) și (30) rezultă:

$$\frac{x_T^2}{\omega_{Tmax}^2} - \frac{x_{\alpha 0}^2}{\omega_{T0max}^2} = x_{\alpha}^2 \Sigma - x_{\alpha 0}^2 \Sigma_0. \quad (31)$$

În condițiile experienței de față putem considera $\alpha_0 = 1$ și $W/L_n \rightarrow 0$ pentru loturile martor, iar $\alpha_0 = 0,9 - 0,95$ și $W/L_n = 0,3 - 0,5$ [14] pentru loturile dopate cu aur. În acest domeniu rezultă din figurile 1 și 2,

$$x_{\alpha} > x_{\alpha 0} \text{ și } x_T \approx x_{T0}. \quad (32)$$

În primă aproximație se poate considera că $r_{sc} C_{TC} \sim (N_{Depi} - N_{Au})^{-1/2}$. Deci constanta de timp asociată colectorului crește cu concentrația de aur:

$$r_{sc} C_{TC} > r_{sc0} C_{TC0}. \quad (33)$$

La rindul ei constanta de timp asociată emitorului crește la un tranzistor dopat cu aur

datorită scăderii substanțiale a curentului critic,

$$\frac{kT}{qI_{critic}} \cdot C_e > \frac{kT}{qI_{critic0}} C_{e0}. \quad (34)$$

Ținând seama de relațiile (32), (33) și (34) se poate scrie:

$$x_{\alpha}^2 \cdot \Sigma > x_{\alpha 0}^2 \Sigma_0. \quad (35)$$

Rezultă deci (31) că $\omega_{T \max} < \omega_{T0 \max}$, adică frecvența maximă de tranziție a unui tranzistor NPN scade odată cu creșterea concentrației de aur, în condițiile tehnologice descrise anterior. Această concluzie este susținută de rezultatele experimentale obținute. Un calcul riguros exact al variației frecvenței de tranziție cu ajutorul formulei (31) nu dă rezultate satisfăcătoare, deoarece teoria dezvoltată aici nu ține seamă de influența nivelului de injecție și nici de gradientul profilului de impurități din bază [6].

4. Concluzii

Lucrarea stabilește relații de calcul pentru frecvențele limită f_{α} și f_T , la un tranzistor cu bază uniformă, pentru cazul general în care nu se impun condiții restrictive asupra valorii timpului de viață al purtătorilor minoritari din bază.

Astfel, frecvența limită internă ω_{α} este dată de relația $\omega_{\alpha} = \frac{x_{\alpha} D_n}{W^2}$, unde x_{α} este funcție

(fig. 1) de raportul W/L_n , dintre grosimea bazei și lungimea de difuzie a purtătorilor minoritari din bază. În cazul $W/L_n \rightarrow 0$ se obține $x_{\alpha 0} = 2,43$, valoare dată și de Pritchard în lucrarea [1].

Pentru frecvența de tranziție ω_T relația de calcul devine $\omega_T = \frac{x_T D_n}{W^2}$, unde x_T este, de

asemenea, funcție (fig. 2) de raportul W/L_n . Se poate considera cu o bună aproximație că între cele două frecvențe limită există relația de legătură $\omega_T = \alpha_0 \cdot K \cdot \omega_{\alpha}$, unde K are semnificația [2] constantei corecției de fază.

Valoarea lui K este la rindul ei funcție (fig. 3) de raportul W/L_n . În cazul particular $W/L_n \rightarrow 0$ se obține $K = 0,82$, valoare dată și de Thomas-Moll în lucrarea [2].

Rezultatele experimentale obținute pe un număr de loturi de tranzistoare NPN dopate cu aur, sînt într-un bun acord calitativ cu relațiile teoretice deduse în lucrare.

A n e x d

În dezvoltarea funcției hiperbolice $\text{ch} \left[\frac{W}{L_n} (1 + j\omega \tau_n)^{1/2} \right]$ vom ține cont de următoarele transformări:

$$(1 + j\omega \tau_n)^{1/2} = \frac{1}{(\cos 2\varphi)^{1/2}} (\cos \varphi + j \sin \varphi), \quad (36)$$

unde s-a notat :

$$\frac{1}{(1 + \omega^2 \tau_n^2)^{1/2}} = \cos 2\varphi \text{ și } \frac{\omega \tau_n}{(1 + \omega^2 \tau_n^2)^{1/2}} = \sin 2\varphi. \quad (37)$$

În continuare notînd :

$$g = \frac{W}{L_n} \cdot \frac{1}{(\cos 2\varphi)^{1/2}}, \quad (38)$$

obținem :

$$\begin{aligned} \operatorname{ch} \left[\frac{W}{L_n} (1 + j\omega \tau_n)^{1/2} \right] &= \cos(g \sin \varphi) \operatorname{ch}(g \cos \varphi) + \\ &+ j \sin(g \sin \varphi) \operatorname{sh}(g \cos \varphi). \end{aligned} \quad (39)$$

Ținînd seamă de relația de mai sus, ecuația (8) devine :

$$\begin{aligned} \operatorname{ch}^2(g \cos \varphi) - \sin^2(g \sin \varphi) &= 2 \operatorname{ch}^2 \frac{W}{L_n}, \\ \text{pentru } \omega &= \omega_\alpha. \end{aligned} \quad (40)$$

La rîndul ei, ecuația (19) devine după transformări algebrice simple :

$$\begin{aligned} \frac{\operatorname{ch}^2(g \cos \varphi) - \sin^2(g \sin \varphi)}{\operatorname{ch}(g \cos \varphi) \cos(g \sin \varphi)} &= 2 \alpha_0 \operatorname{ch} \frac{W}{L_n}, \\ \text{pentru } \omega &= \omega_T. \end{aligned} \quad (41)$$

În continuare vom scrie :

$$\begin{aligned} g \sin \varphi &= \pm \frac{W}{L_n} \left(\frac{1 - \cos 2\varphi}{2 \cos 2\varphi} \right)^{1/2} \\ \text{și :} \\ g \cos \varphi &= \pm \frac{W}{L_n} \left(\frac{1 + \cos 2\varphi}{2 \cos 2\varphi} \right)^{1/2}. \end{aligned} \quad (42)$$

Ținînd seamă de relația (37), rezultă :

$$\begin{aligned} g \sin \varphi &= \pm \left[\frac{(a^4 + x^2)^{1/2} - a^2}{2} \right]^{1/2} \\ \text{și :} \\ g \cos \varphi &= \pm \left[\frac{(a^4 + x^2)^{1/2} + a^2}{2} \right]^{1/2}, \end{aligned} \quad (43)$$

unde s-a notat :

$$\frac{W}{L_n} = a \text{ și } \omega \frac{W^2}{D_n} = x. \quad (44)$$

Înlocuind expresiile (43) în relațiile (40) și (41) rezultă ecuațiile (11) și (22) care dau valoarea frecvenței limită ω_α și respectiv valoarea frecvenței de tranziție ω_T .

BIBLIOGRAFIE

- [1] Pritchard, R. L. *Frequency variations of current amplification for junction transistors*. In : *Proceedings of the I.R.E.*, vol. 40, 1952, p. 1476—1481.
- [2] Thomas, D.E. și Moll, J. L. *Junction transistor short-circuit current gain and phase determination*. In : *Proceedings of the I.R.E.*, vol. 46, nr. 6, 1958, p. 1177—1184.
- [3] Brotherton, S. D. și Rogers, T.L. *Influence of dislocation on gold diffusion into thin silicon silices*. In : *Solid-State Electronics*, vol. 15, 1972, p. 853—860.
- [4] Shockley, W. și Read Jr., W. T. *Statistics of the recombination of holes and electrons*. In : *Physical Review*, vol. 87, nr. 5, 1952, p. 835—842.
- [5] Fairfield, J. M. și Gokhale, B. V. *Gold as a recombination centre in silicon*. In : *Solid-State Electronics*, vol. 8, 1965, p. 685—691.
- [6] Philips A. B. *Transistor engineering*, New York, Mc. Graw-Hill, 1962.
- [7] Bulucea, C., Vais, M. și Profeta, H. *Circuite integrate liniare*. București, Editura tehnică, 1976.
- [8] Vladimirescu, A., Bodea, M. și Bulucea, C. *Calculul de proiectare a frecvenței limită f_α la tranzistoare*. In : *Electrotehnica, Electronica și Automatica*, vol. 20, nr. 2, 1976, p. 64—67.
- [9] Collins, D. R., Schroder, D. K., și Sah, C. T. *Gold diffusivities in SiO_2 and Si using the MOS structure*. In : *Applied Physics Letters*, vol. 8, nr. 12, 1966, p. 323—325.
- [10] Collins, C. B., Carlson, R. O. și Gallagher, C. J. *Properties of gold-doped silicon*. In : *Physical Review*, vol. 105, nr. 4, 1957, p. 1168—1173.
- [11] Whittier, R. J. și Tremere, D. A. *Current gain and cutoff frequency falloff at high currents*. In : *IEEE Transactions on Electron Device*, vol. ED-16, nr. 1, 1969, p. 39—57.
- [12] Logan, J. *Characterization and modeling for statistical design*. In : *The Bell System Technical Journal*, vol. 50, nr. 4, 1971, p. 1105—1147.
- [13] Sachelarie, D., Băzu, M., Sachelarie, M., Găiseanu, F. și Lungu, D. *Starea de încărcare a nivelelor energetice ale aurului din regiunea de sarcină spațială a joncțiunilor PN cu siliciu*. În : *E.E.A. — Automatica și electronica* 20, nr. 3, sep 1976, p. 114—120.
- [14] Huntley, F. A. și Willoughby, A.F. W. *The effect of dislocation density on the diffusion of gold in thin silicon silices*. In : *Journal of the Electrochemical Society*, vol. 120, nr. 3, 1973, p. 414—422.

Fazmetru analogic cu circuite integrate în domeniul frecvențelor audio

MIRCEA IULIU CIOBANU și CRISTIAN LAZAROVICI* — București

Introducere

Interesul măsurării defazajului dintre două semnale electrice de aceeași frecvență este ilustrat de multiplele informații pe care le poate furniza acesta privind comportamentul unor instalații industriale și de telecomunicații.

Metodele de măsurare ale defazajelor sunt numeroase; o clasificare a lor se poate face pornind de la aspectul unghiular sau temporal al defazajului. Măsurarea unghiulară a defazajului constă în determinarea directă a unghiului dintre fazorii asociați celor două semnale, metoda fiind abandonată în momentul de față datorită preciziei relativ reduse.

Metoda temporală are drept principiu, măsurarea decalajului de timp Δt , între trecerile prin zero ale celor două semnale și, actualmente, stă la baza construcției fazmetrelor moderne. Dacă T este perioada semnalelor, atunci defazajul va fi dat de relațiile:

$$\varphi[\text{rad}] = \frac{\Delta t}{T} \cdot 2\pi; \quad (1)$$

$$\varphi[\text{grade}] = \frac{\Delta t}{T} \cdot 360. \quad (2)$$

Orice fazmetru având la bază această metodă temporală, elaborează la ieșirea sa un semnal de forma:

$$i(t) = \begin{cases} I_0 & \text{pentru } [0, \Delta t] \\ 0 & \text{pentru } [\Delta t, T]. \end{cases} \quad (3)$$

În varianta analogică, valoarea medie a semnalului de ieșire este proporțională cu decalajul Δt , după relația:

$$\tilde{i} = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt = \frac{I_0}{T} \Delta t. \quad (4)$$

În varianta digitală, numărul de impulsuri lăsat spre numărare de o poartă comandată de semnalul $i(t)$, este proporțional cu Δt , după relația:

$$N = f_0 \Delta t, \quad (5)$$

unde f_0 este frecvența impulsurilor de numărare.

Schema de principiu

Schema-bloc a unui fazmetru temporal analogic este dată în figura 1.

Semnalele sinusoidale sunt aplicate unor celule de formare (C.F.) care le transformă în semnale de nivel logic cu momentul tranziției, corespunzând trecerii prin zero a tensiunilor sinusoidale originale.

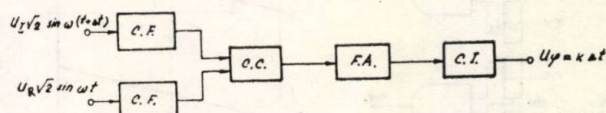


Fig. 1. Schema-bloc a fazmetrului.

Semnalele formate sunt aplicate unui circuit de coincidență (C.C.), iar la ieșirea acestuia se vor obține impulsuri dreptunghiulare cu perioade de repetiție $\frac{\omega}{2\pi}$, iar factorul de

umplere, dependent de decalajul temporal (defazajul) între tensiunile de la intrare.

Aceste impulsuri sunt întâi formate în amplitudine în blocul (F.A.) iar apoi sunt aplicate unui circuit de integrare (C.I.), a cărui ieșire ascultă de relația (4).

Funcția de transfer a fazmetrului temporal este determinată de structura circuitului de coincidență, care este de altfel elementul principal al schemei.

Prin alegerea unei scheme corespunzătoare a acestuia se urmărește măsurarea liniară a unor decalaje de timp $[0, T]$, echivalente cu defazaje $[0, 360^\circ]$.

Dacă circuitul de coincidență este de tipul NAND (fig. 2a), semnalul de ieșire al circuitului de integrare conține o componentă continuă de nivel logic $\frac{1}{2}$, peste care se suprapune, în funcție de decalajul temporal Δt dintre cele două semnale, un nivel liniar variabil simetric față de decalajul $\frac{T}{2}$ (180° defazaj). Dezavan-

tajul acestui sistem este constituit de existența unui semnal continuu și de incertitudinea determinării defazajelor φ și $2\pi - \varphi$, deoarece la un nivel de ieșire corespund două valori ale lui Δt .

În cazul unui circuit de coincidență AND (fig. 2b) semnalul continuu este eliminat, dar incertitudinea determinării valorilor φ și $2\pi - \varphi$ nu dispăre.

* Ing. M. I. Ciobanu este cercetător la Institutul de fizică atomică, iar ing. C. Lazarovici, asistent la I.P. — București.

Eliminarea acestei incertitudini se poate face introducând circuite bistabile pe intrările A și B ale circuitului AND. Dacă intrările A și B sînt scoase de la ieșirile Q_1 și Q_2 (fig. 2c),

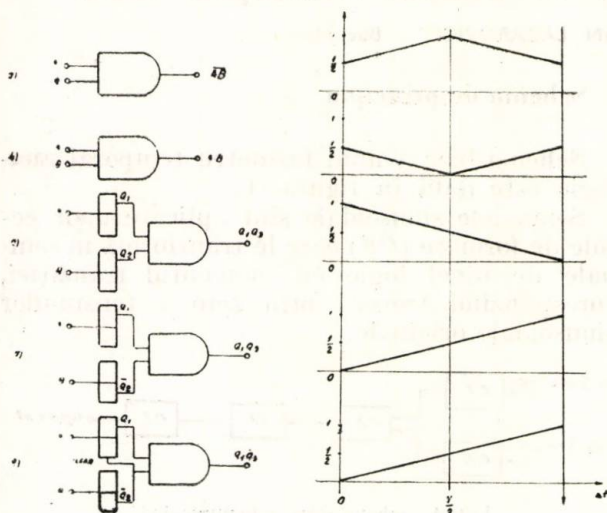


Fig. 2. Circuite de coincidență.

nivelul de ieșire este liniar descrescător pe intervalul $[0, T]$, iar dacă sînt folosite ieșirile Q_1 și Q_2 (fig. 2d), este liniar crescător.

Ultimele două variante au funcția de transfer corespunzătoare diagramelor din figurile 2c și 2d, dacă inițializarea sistemului este corectă. În lipsa unei inițializări a schemei logice, semnalul de ieșire al circuitului de integrare poate avea oricare din cele două funcții de transfer.

S-a adoptat varianta din figura 2c, care este de fapt schema 2d, prevăzută cu o reacție de inițializare.

Formele de undă ce descriu funcționarea acestei scheme sînt date în figura 3.

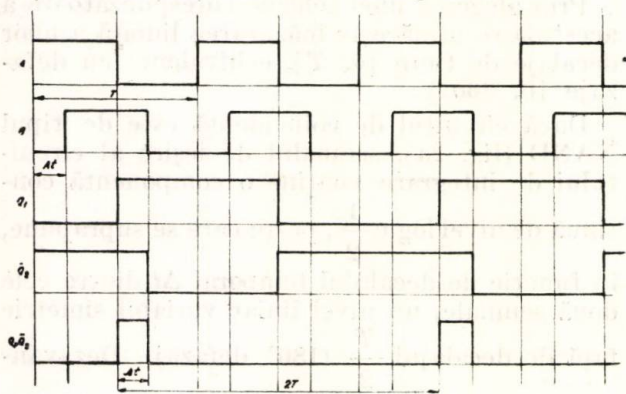


Fig. 3. Formele de undă pentru circuitul 2c.

Atacarea sistemului de coincidență trebuie făcută cu semnale în nivel logic cu fronturi cit mai rapide. În acest scop celulele de formare (C.F.) sînt compuse din:

- o celulă de amplificare liniară;
- o celulă de amplificare-limitare;
- o celulă inversor Schmitt.

S-au utilizat pentru celulele de amplificare amplificatoare operaționale $\mu A 739$, caracterizate de o viteză mare de variație a tensiunii la ieșire (Slew-rate). Prima celulă are amplificarea aproximativ 6 și este utilizată în schemă ca etaj cu impedanță mare de intrare (fig. 4).

Cuplajul cu amplificatorul limitator se face în alternativ, pentru a elimina componenta continuă a tensiunii de atac ce ar putea satura celula a doua care lucrează în buclă deschisă. În aceste condiții viteza de variație a tensiunii de ieșire din celula de limitare depinde de nivelul și frecvența semnalului de intrare. La frecvența de 50 Hz și semnalul de intrare cuprins între 1 mV și 1 V, viteza de variație a tensiunii crește de la 30 V/mS pînă la 15 V/ μS , iar la 5 kHz în aceleași condiții, de la 1 V/ μS la 50 V/ μS .

În scopul îmbunătățirii fronturilor și obținerii nivelelor logice, semnalele de la ieșirea amplificatoarelor limitatoare trebuie formate suplimentar. Dacă s-ar folosi porți obișnuite, ar apărea pe fronturi oscilații la trecerea prin pragul de basculare, ceea ce ar determina incertitudini în declanșarea schemei de coincidență.

În vederea eliminării acestor inconveniente s-au folosit inversoare Schmitt de tipul SN 7414.

În mare măsură, precizia fazmetrului depinde de identitatea prelucrării semnalelor sinusoidale în cele două celule de formare. Ca urmare cele două căi de prelucrare au aceeași structură, una din ele fiind prevăzută cu un reglaj de offset (potențiometrul P_1). Calitatea identității celor două canale se poate aprecia din măsurarea decalajului $\Delta\phi$ [grade] al fronturilor semnalelor de la ieșirea inversoarelor Schmitt, dacă cele două formatoare sînt atacate cu aceeași tensiune (fig. 5).

Curbele corespund frecvențelor 50 Hz, 500 Hz și 10 000 Hz și reprezintă eroarea absolută a formatorului ce se va transmite în lungul lanțului de măsură. Pentru tensiune de intrare mai mare de 100 mV decalajul dintre cele două canale pentru aceeași frecvență se păstrează constant, limitele lui în funcție de frecvență fiind $[+0,27, +0,37]$ grade.

Prin introducerea unei componente continue la ieșirea fazmetrului, corespunzătoare valorii medii de 0,32 grade, eroarea absolută a formatorului este adusă în limitele $[-0,05, +0,05]$ grade.

Formatorul de amplitudine este realizat cu tranzistorul de comutație 2N2222, caracterizat de o tensiune mică de saturație.

Integratorul este de tip RC, urmat de amplificator neinvertor, realizat cu amplificatorul operațional $\mu A 740$. Sînt prezentate reglaje de zero și cap de scală cu potențiometrele P_2 și P_3 .

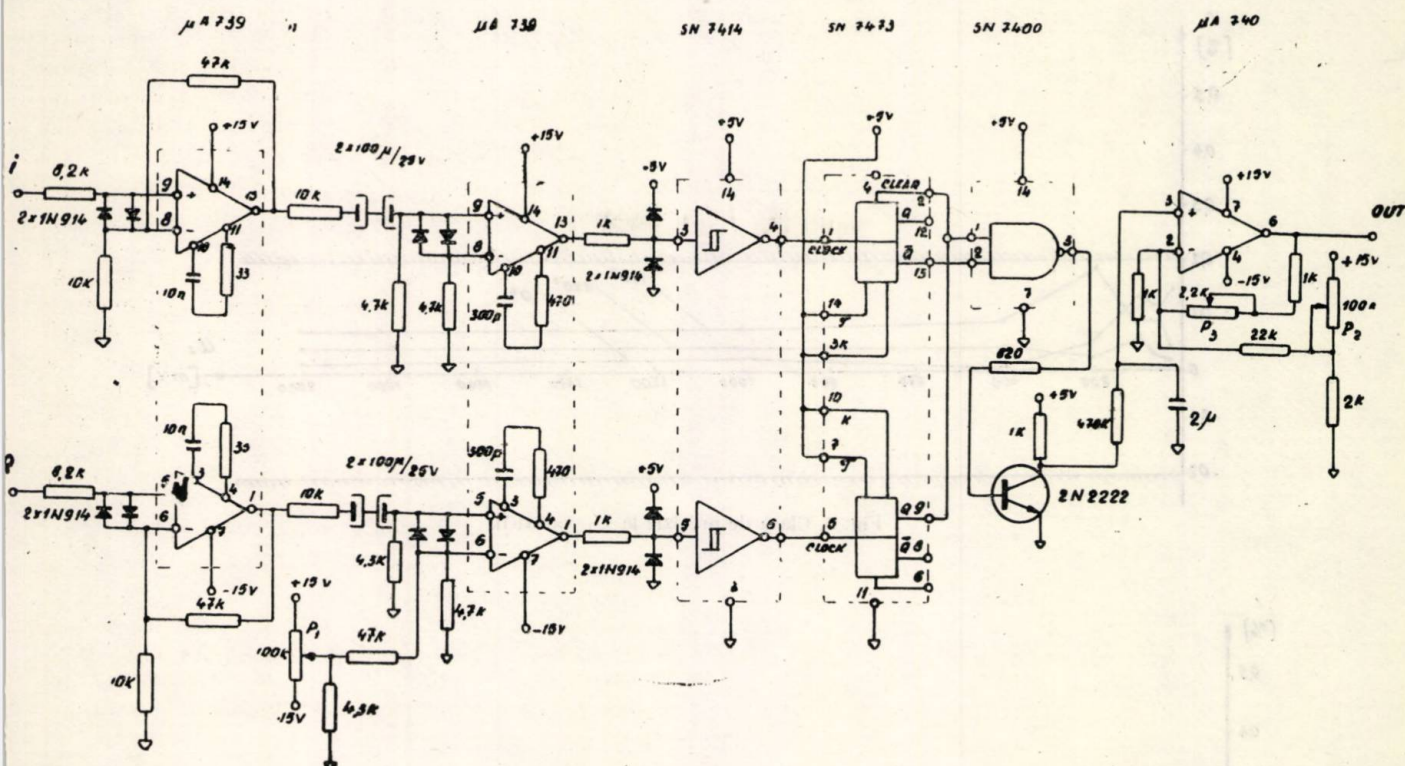


Fig. 4. Sche ... fazmetrului

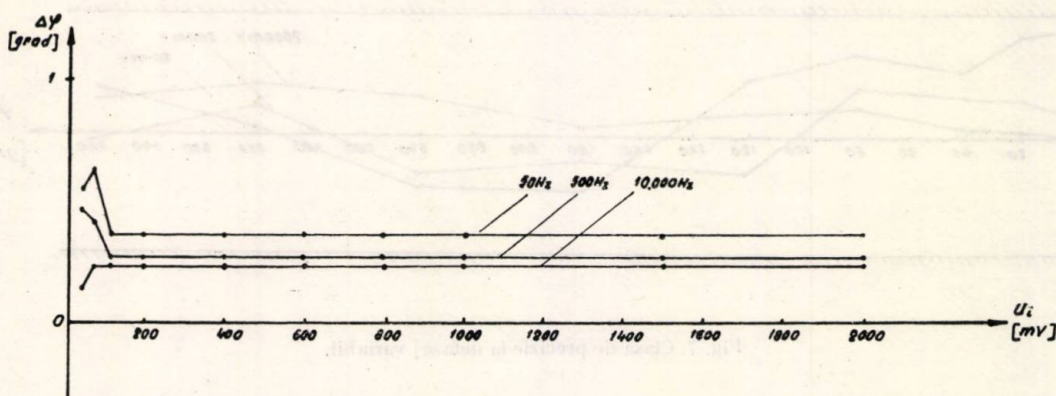


Fig. 5. Decalajul celor 2 canale la ieșirea din inversorul Schmitt.

Verificarea fazmetrului s-a făcut cu un frecvențimetru universal digital FERISOL tip HB 230. Eroarea globală a fazmetrului este determinată, în principal, de funcționarea circuitelor de formare și este maximă la limita inferioară a intervalului de frecvență [50 Hz; 10 000 Hz] pentru care a fost construit.

În consecință determinarea clasei de precizie s-a făcut la frecvența de 50 Hz, în următoarele condiții:

$U_R = 2V = \text{const.}$; $U_I = \text{variabil}$ la trei defazaje fixe (fig. 6);

defazaj variabil pentru $U_I = U_R = \text{const.}$ (fig. 7).

Măsurătorile indică încadrarea fazmetrului în clasă 0,2.

Sistem automat de extensie liniară

Deoarece fazmetrul realizat are clasa de precizie 0,2, este indicată cuplarea la ieșirea lui a unui voltmetru digital cu cel puțin 4 cifre. În cazul folosirii unui instrument magnetoelectric de panou este de preferat utilizarea unor sisteme automate de extensie liniară. În figura 8 se prezintă modul în care funcționează un sistem în două trepte $0^\circ \div 180^\circ$ și $180^\circ \div 360^\circ$.

Dacă tensiunea de intrare U_φ variază între 0 și 1,8 V corespunzător unor defazaje între 0 și 180° , deviația acului aparatului crește liniar de la zero la $\alpha_{\max}$. Pentru tensiunea U_φ variind între 1,8 V și 3,6 V indicația variază identic.

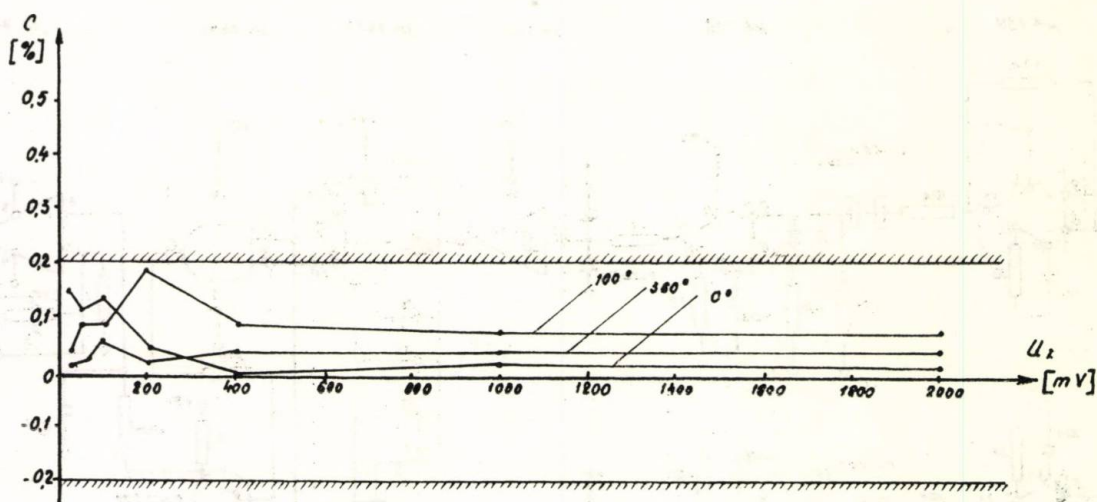
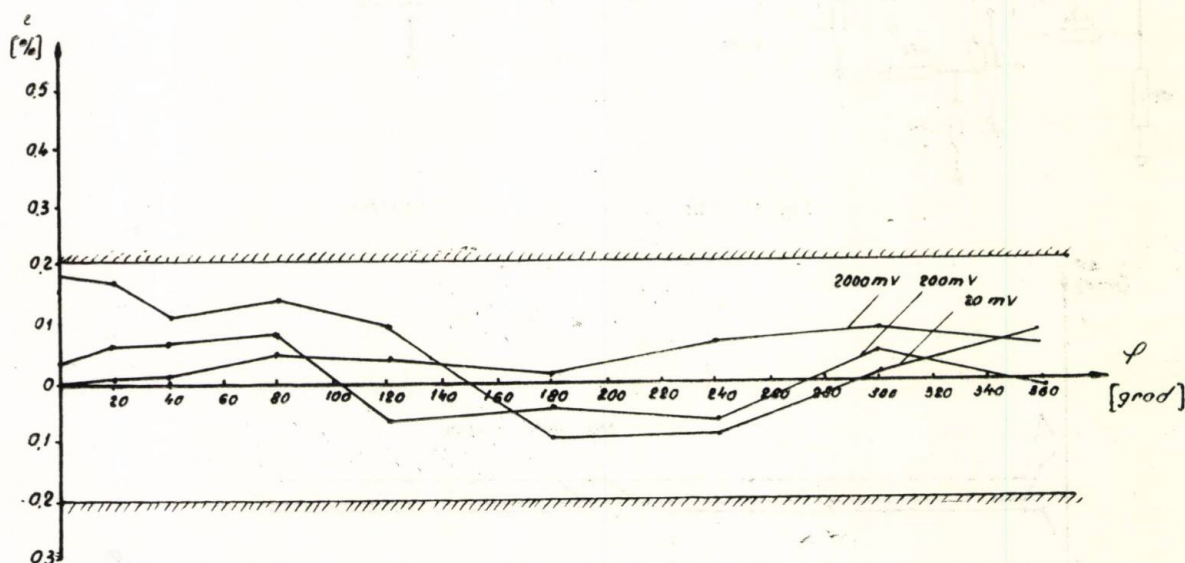
Fig. 6. Clasa de precizie la U_I variabil.

Fig. 7. Clasa de precizie la defazaj variabil.

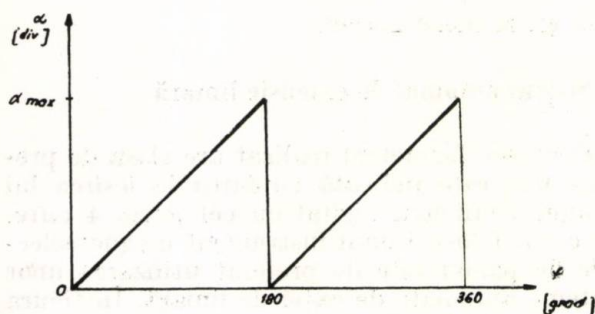


Fig. 8. Funcția de transfer a sistemului de extensie.

Schema de principiu a sistemului este dată în figura 9.

Celula CI2 reprezintă un amplificator sumator, mărimea lui de ieșire fiind curentul injectat în aparatul de măsură. Pentru o variație a tensiunii U_φ între 0 și 1,8 V, potențialul la

ieșirea comparatorului Schmitt (C.I.1) este negativ. În acest caz dioda D_1 este polarizată direct, tranzistorul FET fiind blocat, sumatorul primește pe intrare numai tensiunea de măsurat U_φ . Cind tensiunea U_φ depășește 1,8 V, ieșirea comparatorului Schmitt basculează pe nivel pozitiv, blocind dioda D_1 . Ca urmare tranzistorul FET intră în conducție și introduce pe intrarea sumatorului un nivel negativ de tensiune de -1,8 V, marcind momentul de tranziție al funcției de transfer la defazajul $\varphi = 180^\circ$. Indicația aparatului de măsură revine brusc la zero, iar creșterea lui U_φ de la +1,8 V la +3,6 V va determina o creștere a indicației aparatului de la zero la $\alpha_{\max}$, cu aceeași pantă ca și în primul caz.

S-au prevăzut următoarele reglaje :

— potențiometrul P_1 pentru reglarea indicației $\alpha_{\max}$;

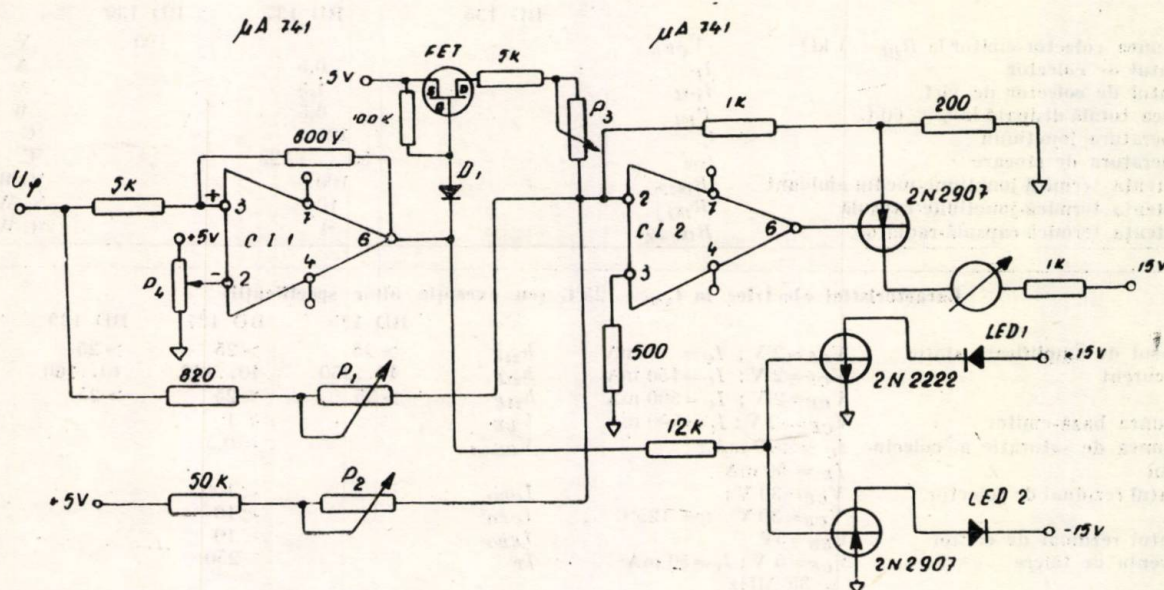


Fig. 9. Schema de principiu a sistemului de extensie.

- potențiometrul P_2 pentru reglarea indicației $\alpha = 0$, pe domeniul $0 \div 180^\circ$;
- potențiometrul P_3 pentru reglarea indicației $\alpha = 0$ pe domeniul $180^\circ \div 360^\circ$;
- potențiometrul P_4 pentru fixarea pragului de basculare la $+1,8$ V al comparatorului Schmitt.

Bascularea comparatorului Schmitt determină blocarea tranzistorului T_2 și intrarea în conducție a tranzistorului T_1 . În acest fel dioda

luminiscentă LED_2 se stinge, iar LED_1 se aprinde, marcând pe panoul aparatului schimbarea gamei de măsurare a aparatului.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Morris, R. L. *Proiectarea cu circuite integrate T.T.L.* București, Editura tehnică, 1974.
- [2] Eim binder, J. *Application considerations for linear integrated circuits.* New York, John Wiley Sons, 1973.
- [3] * * * National Semiconductor Corporation. *Linear applications*, Jan. 1972.

Realizări ale industriei Românești

SERIILE DE TRANZISTOARE DE MEDIE PUTERE ȘI JOASĂ FRECVENȚĂ BD 135—137—139 (NPN) ȘI BD 136—138—140 (PNP) ȘI SERIILE DE TRANZISTOARE DE ÎNALTĂ TENSIUNE BF 457—458—459

În această notă se prezintă tranzistoarele de medie putere și joasă frecvență încapsulate în plastic, asimilate la IPRS-Băneasa.

1. TRANZISTOARE NPN CU SILICIU, DE MEDIE PUTERE ȘI JOASĂ FRECVENȚĂ ÎNCAPSULATE ÎN PLASTIC: BD 135, BD 137, BD 139

Aplicații

Tranzistoarele BD 135, BD 137, BD 139 sunt destinate unei game largi de aplicații în domeniul amplificatoarelor de audio-frecvență de medie putere. Ele se utilizează frecvent împreună cu tipurile complementare BD 136, BD 138 și respectiv BD 140.

Tehnologie

Tranzistoarele BD 135, BD 137, BD 139 sunt de tip NPN cu siliciu, dublu difuzate, realizate prin tehnologia planar-epitaxială. Sunt încapsulate în capsula din plastic SOT-32, prezentată în figura 2, E.E.A.—Automatica și electronica, nr. 1 (mar), 1976, p. 53.

Marcare

Pe fiecare tranzistor se marchează simbolul numelui fabricantului (β , tipul și clasa. Detaliul de marcare este prezentat în figura 1, E.E.A.—Automatica și electronica, nr. 1, (mar), 1976, p. 52.

Valori limită absolute

		BD 135	BD 137	BD 139	
Tensiunea colector-bază	V_{CBO}	45	60	—	V
Tensiunea colector-emitor	V_{CEO}	45	60	80	V
Tensiunea emitor-bază	V_{EBO}	5	5	5	V

		BD 135	BD 137	BD 139	
Tensiunea colector-emitor la $R_{BE} < 1 \text{ k}\Omega$	V_{CEER}	—	—	100	V
Curentul de colector	I_C	—	0,5	—	A
Curentul de colector de vîrf	I_{CM}	—	1,5	—	A
Puterea totală disipată la $t_c < 60^\circ\text{C}$	P_{tot}	—	6,5	—	W
Temperatura joncțiunii	t_j	—	125	—	$^\circ\text{C}$
Temperatura de stocare	t_{stg}	—	-55...+125	—	$^\circ\text{C}$
Rezistența termică joncțiune-mediul ambiant	$R_{thj,a}$	—	100	—	$^\circ\text{C/W}$
Rezistența termică joncțiune-capsulă	$R_{thj,c}$	—	10	—	$^\circ\text{C/W}$
Rezistența termică capsulă-radiator	R_{thc-r}	—	1	—	$^\circ\text{C/W}$

Caracteristici electrice la $t_{amb} = 25^\circ\text{C}$ (cu excepția altor specificații)

			BD 135	BD 137	BD 139	
Factorul de amplificare static în curent	$V_{CE}=2 \text{ V}; I_C=5 \text{ mA}$	h_{21E}	> 25	> 25	> 25	
	$V_{CE}=2 \text{ V}; I_C=150 \text{ mA}$	h_{21E}	40...250	40...160	40...160	
	$V_{CE}=2 \text{ V}; I_C=500 \text{ mA}$	h_{21E}	> 25	> 25	> 25	
	$V_{CE}=2 \text{ V}; I_C=500 \text{ mA}$	V_{BE}	—	< 1	—	V
Tensiunea bază-emitor	$I_C=500 \text{ mA}; I_B=50 \text{ mA}$	V_{CEsat}	—	< 0,5	—	V
Tensiunea de saturație a colectorului	$V_{CB}=30 \text{ V}; V_{CB}=30 \text{ V}; t_j=125^\circ\text{C}$	I_{CBO}	—	< 100	—	nA
Curentul rezidual de colector	$V_{EB}=5 \text{ V}$	I_{CBO}	—	< 10	—	μA
Curentul rezidual de emitor	$V_{CE}=5 \text{ V}; I_C=50 \text{ mA}$	I_{EBO}	—	< 10	—	μA
Frecvența de tăiere	$f=35 \text{ MHz}$	f_T	—	250	—	MHz

Curbele tipice ale unor valori limită absolute sau caracteristici electrice sînt prezentate în figurile 1 — 13.

2. TRANZISTOARE PNP CU SILICIU DE MEDIE PUTERE ȘI JOASĂ FRECVENȚĂ ÎNCAPSULATE ÎN PLASTIC: BD 136, BD 138, BD 140

Aplicații

Tranzistoarele BD 136, BD 138, BD 140 sînt destinate unei game largi de aplicații în domeniul amplificatoarelor de audio-frecvență de medie putere. Ele se utilizează frecvent împreună cu tipurile complementare BD 135, BD 137 și respectiv BD 139.

Tehnologie

Tranzistoarele BD 136, BD 138, BD 140 sînt de tip PNP cu siliciu, dublu-difuzate, realizate prin tehnologia planar-epitaxială. Sînt încapsulate în capsulă din plastic SOT-32, prezentată în figura 2, E.E.A.—Automatica și electronica, nr. 1 (mar), 1976, p. 53.

Marcare

Pe fiecare tranzistor se marchează simbolul numelui fabricantului (β), tipul și clasa. Detaliul de marcare este prezentat în figura 1, E.E.A.—Automatica și electronica, nr. 1 (mar), 1976, p. 52.

Curbele tipice ale unor valori limită absolute sau caracteristici electrice sînt prezentate în figurile 1—13.

		Valori limită absolute			
		BD 136	BD 138	BD 140	
Tensiunea colector-bază	$-V_{CBO}$	45	60	—	V
Tensiunea colector-emitor	$-V_{CEO}$	45	60	80	V
Tensiunea colector-emitor la $R_{BE} < 1 \text{ k}\Omega$	$-V_{CEER}$	—	—	100	V
Tensiunea emitor-bază	$-V_{EBO}$	5	5	5	V
Curentul de colector	$-I_C$	—	0,5	—	A
Curentul de colector de vîrf	$-I_{CM}$	—	1,5	—	A
Puterea totală disipată la $t_c < 60^\circ\text{C}$	P_{tot}	—	6,5	—	W
Temperatura joncțiunii	t_j	—	125	—	$^\circ\text{C}$
Temperatura de stocare	t_{stg}	—	-55...+125	—	$^\circ\text{C}$
Rezistența termică joncțiune-mediul ambiant	$R_{thj,a}$	—	100	—	$^\circ\text{C/W}$
Rezistența termică joncțiune-capsulă	$R_{thj,c}$	—	10	—	$^\circ\text{C/W}$
Rezistența termică capsulă-radiator	$R_{thc,r}$	—	1	—	$^\circ\text{C/W}$

Caracteristici electrice la $t_{amb}=25^\circ\text{C}$ (cu excepția altor specificații)

			BD 136	BD 138	BD 140	
Factorul de amplificare static în curent	$-V_{CE}=2 \text{ V}; -I_C=5 \text{ mA}$	h_{21E}	> 25	> 25	> 25	
	$-V_{CE}=2 \text{ V}; -I_C=150 \text{ mA}$	h_{21E}	40...250	40...160	40...160	
	$-V_{CE}=2 \text{ V}; -I_C=500 \text{ mA}$	h_{21E}	> 25	> 25	> 25	
	$-V_{CE}=2 \text{ V}; -I_C=500 \text{ mA}$	$-V_{BE}$	—	< 1	—	V
Tensiunea bază-emitor	$-I_C=500 \text{ mA}; -I_B=50 \text{ mA}$	$-V_{CEsat}$	—	< 0,5	—	V
Tensiunea de saturație a colectorului	$-V_{CB}=30 \text{ V}; -V_{CB}=30 \text{ V}; t_j=125^\circ\text{C}$	$-I_{CBO}$	—	< 100	—	nA
Curentul rezidual de colector	$-V_{EB}=5 \text{ V}$	$-I_{CBO}$	—	< 10	—	μA
Curentul rezidual de emitor	$-V_{CE}=5 \text{ V}; -I_C=50 \text{ mA}; f=35 \text{ MHz}$	$-I_{EBO}$	—	< 10	—	μA
Frecvența de tăiere		f_T	—	75	—	MHz

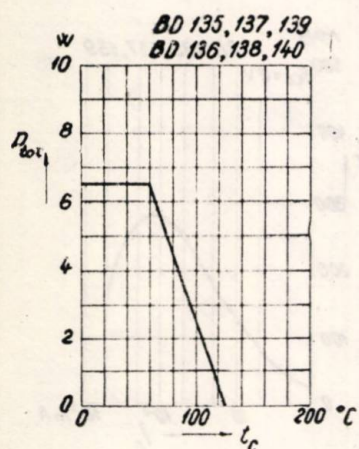


Fig. 1. Variația puterii disipate totale în funcție de temperatura capsulei.

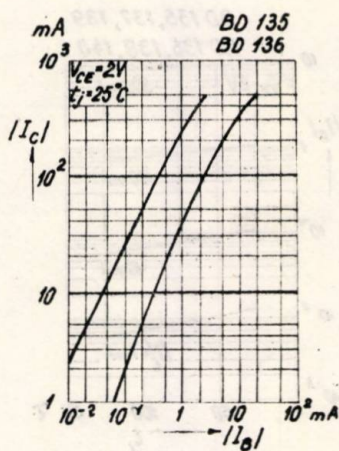


Fig. 2. Variația curentului de colector în funcție de curentul de bază (domeniul de variație).

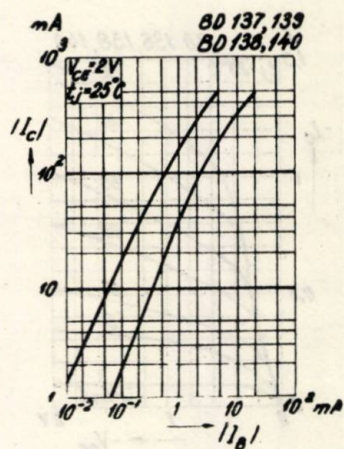


Fig. 3. Variația curentului de colector în funcție de curentul de bază (domeniul de variație).

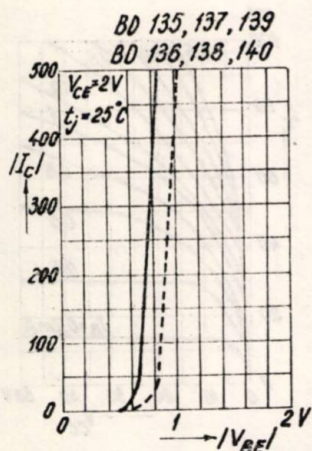


Fig. 4. Variația curentului de colector în funcție de tensiunea emitor-bază (— valoarea medie; --- limita superioară).

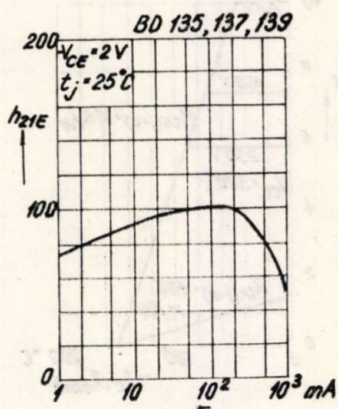


Fig. 5. Variația câștigului static în curent în funcție de curentul de colector.

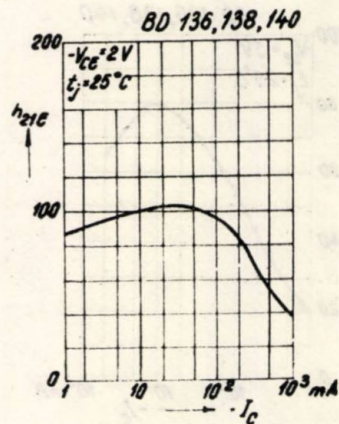


Fig. 6. Variația câștigului static în curent în funcție de curentul de colector.

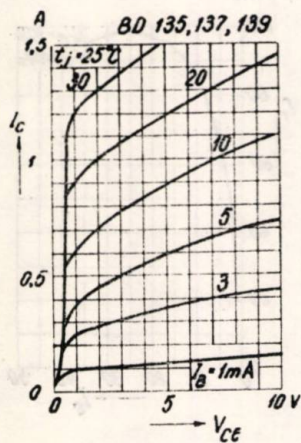


Fig. 7. Caracteristici de ieșire (conexiunea emitor-comun).

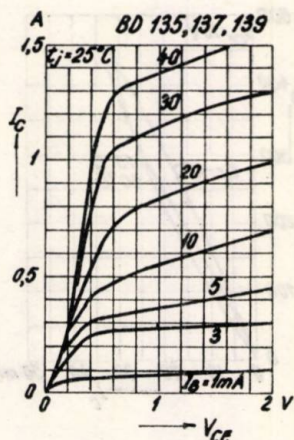


Fig. 8. Caracteristici de ieșire (conexiunea emitor-comun).

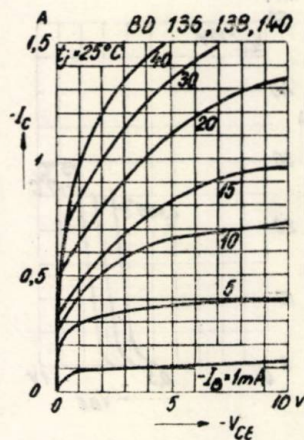


Fig. 9. Caracteristici de ieșire (conexiunea emitor-comun).

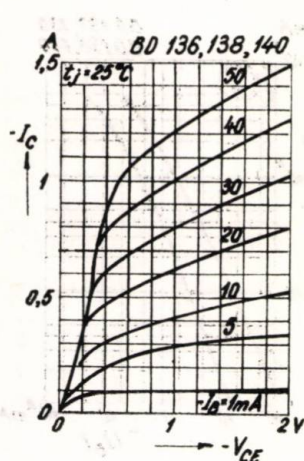


Fig. 10. Caracteristici de ieșire (conexiunea emitor-comun).

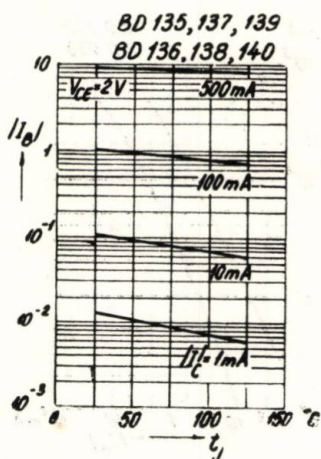


Fig. 11. Variația curentului de bază în funcție de temperatura joncțiunii.

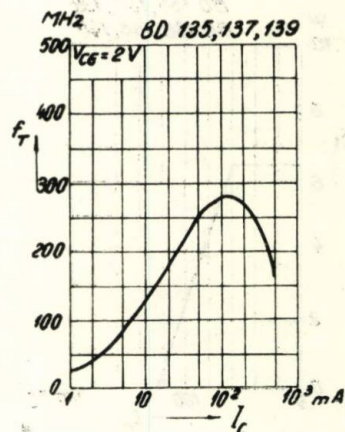


Fig. 12. Variația frecvenței de tăiere în funcție de curentul de colector.

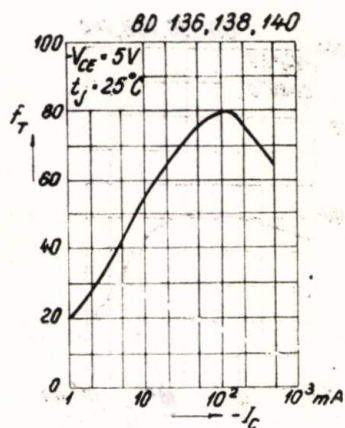


Fig. 13. Variația frecvenței de tăiere în funcție de curentul de colector.

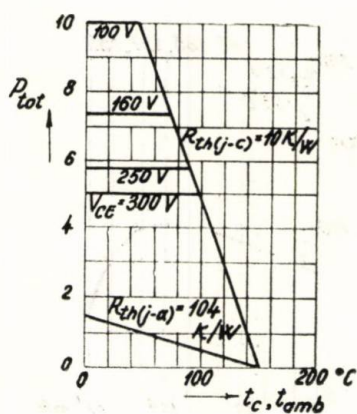


Fig. 14. Variația puterii disipate totale în funcție de temperatura capsulei și temperatura mediului ambiant, BF 457, 458, 459.

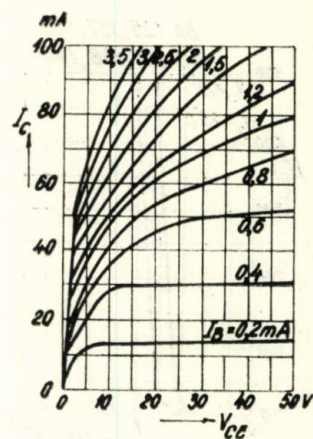


Fig. 15. Caracteristici de ieșire (conexiunea emitor-comun), BF 457, 458, 459.

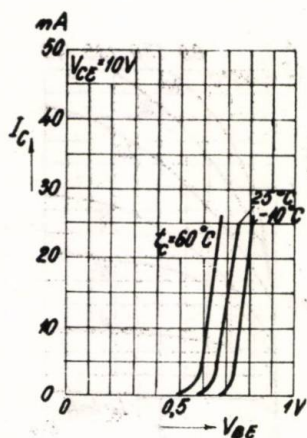


Fig. 16. Variația curentului de colector în funcție de tensiunea emitor-bază, BF 457, 458, 459.

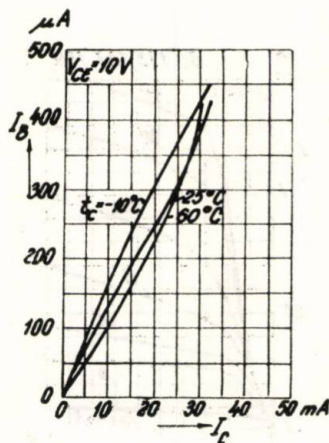


Fig. 17. Variația curentului de bază în funcție de curentul de colector, BF 457, 458, 459.

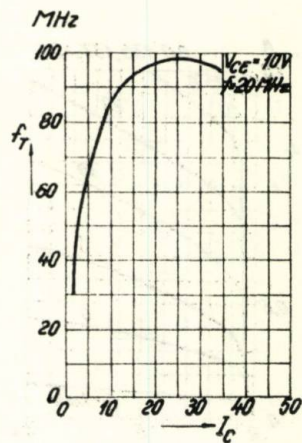


Fig. 18. Variația frecvenței de tăiere în funcție de curentul de colector, BF 457, 458, 459.

3. CRITERII DE ÎMPERECHERE

Tranzistoarele prezentate anterior sînt livrabile „perechi” așa cum urmează a fi folosite în majoritatea aplicațiilor. Împerecherile BD 135/BD136, BD 137/BD 138 și BD 139/BD 140 se fac după valoarea factorului de câștig static în curent în punctul static de funcționare: $|V_{CE}| = 2\text{ V}$, $|I_C| = 150\text{ mA}$.

Clasele de împerechere sînt prezentate în tabelul următor:

Schema de împerechere pentru tranzistoarele JF cu siliciu

Grupa	Clasa	Domeniul de h_{21E}
25	A	13,2...19,0
	B	17,0...23,6
	C	21,2...30,0
	D	26,5...37,5
4	E	33,5...47,5
	F	42,5...60,0
6	G	53,0...75,0
	H	57,0...95,0
10	I	85,0...118
	K	105...150
16	L	132...190
	M	170...236
25	N	212...300
	O	265...375
40	P	335...475
	R	425...600
60	S	530...750
	T	570...950

Valorile limită ale fiecărei clase de h_{21E} sînt conforme cu DIN—R40

4. TRANZISTOARE NPN CU SILICIU, DE MEDIE PUTERE ȘI ÎNALTĂ TENSIUNE ÎNCAPSULATE ÎN PLASTIC: BF 457, BF 458, BF 459

Aplicații

Tranzistoarele BF 457, BF 458, BF 459 sînt tranzistoare de înaltă tensiune, destinate utilizării în etajele video din televizoare.

Tehnologie

Tranzistoarele BF 457, BF 458, BF 459 sînt de tip NPN cu siliciu, realizate prin tehnologia planară. Sînt încapsulate în capsula din plastic SOT-32, prezentată în figura 2, E.E.A.—Automatica și electronica, nr. 1 (mar), 1976, p. 53.

Marcare

Pe fiecare tranzistor se marchează simbolul numelui fabricantului (β) și tipul. Detaliul de marcare este prezentat în figura 1, E.E.A.—Automatica și electronica, nr. 1 (mar), 1976, p. 52.

Curbele tipice ale unor valori limită absolute și caracteristicile electrice sau termice sînt prezentate în figurile 14—18.

Tipuri echivalente

În continuare se prezintă tipurile echivalente în capsulă metalică TO—39 cu tranzistoarele BF 457, BF 458, BF 459

Tipul (SOT—32)	Tipul echivalent (TO—39)
BF 457	BF 257
BF 458	BF 258
BF 459	BF 259

Ing. D. Olteanu și ing. I. Pavelescu I.C.C.E.—București

Valori limită absolute		BF 457	BF 458	BF 459	
Tensiunea colector-bază	V_{CBO}	160	250	300	V
Tensiunea colector-emitor	V_{CEO}	160	250	300	V
Tensiunea emitor-bază	V_{EBO}		5		V
Curentul de colector	I_C		100		mA
Curentul de colector de vîrf	I_{CM}		300		mA
Curentul de bază	I_B		50		mA
Puterea totală disipată la $t_{amb} = 25^\circ\text{C}$	P_{tot}		1,2		W
la $t_c = 45^\circ\text{C}$	P_{tot}		10		W
Temperatura joncțiunii	t_j		150		$^\circ\text{C}$
Temperatura de stocare	t_{stg}		-55...+150		$^\circ\text{C}$
Rezistența termică joncțiune-mediul ambiant	R_{thj-a}		104		$^\circ\text{C/W}$
Rezistența termică joncțiune-capsulă	R_{thj-a}		10		$^\circ\text{C/W}$

Caracteristici electrice la $t_{amb} = 25^\circ\text{C}$ (cu excepția altor specificații)

		BF 457	BF 458	BF 459
Factorul de amplificarea statică în curent	$V_{CE} = 10\text{ V}; I_C = 30\text{ mA}$	h_{21E}	> 25	—
Tensiunea de saturație a colectorului	$I_C = 30\text{ mA}; I_B = 6\text{ mA}$	V_{CEsat}	< 1	V
Curentul rezidual de colector	$V_{CB} = 100\text{ V}$	I_{CBO}	< 50	nA
	$V_{CB} = 200\text{ V}$	I_{CBO}	< 50	nA
	$V_{CB} = 250\text{ V}$	I_{CBO}	< 50	nA
Tensiunea de străpungere colector-bază	$I_C = 100\text{ }\mu\text{A}$	$V_{(BR)CBO}$	> 160	> 250
Tensiunea de străpungere colector-emitor	$I_C = 10\text{ mA}$	$V_{(BR)CEO}$	< 160	> 250
Curentul rezidual de emitor	$V_{EB} = 3\text{ V}$	I_{EBO}	< 50	nA
Tensiunea de străpungere emitor-bază	$I_E = 100\text{ }\mu\text{A}$	$V_{(BR)EBO}$	> 5	V
Frecvența de tăiere	$V_{CE} = 10\text{ V}; I_C = 15\text{ mA}; f = 20\text{ MHz}$	f_T	90	MHz
Capacitatea de reacție	$V_{CE} = 10\text{ V}; I_C = 1\text{ mA}; f = 1\text{ MHz}$	$-C_{12e}$	4,2	pF
Capacitatea de ieșire	$V_{CBO} = 30\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	C_{22e}	5,5	pF

Manifestări științifice și tehnice

SIMPOZIONUL INTERNAȚIONAL „SISTEME — MODELARE — CONDUCERE”

PREZENTAREA GENERALĂ

În zilele de 24—28 mai 1976 a avut loc la Zakopane, Polonia, al 3-lea Simpozion Internațional „Sisteme-Modelare-Conducere”, organizat de Societatea cibernetică poloneză și Institutul politehnic din Lodz, Polonia.

La lucrările Simpozionului au participat delegați din U.R.S.S., R. D. Germană, R. P. Bulgaria, R. S. Vietnam și R. S. România. Delegația țării noastre a fost formată numai dintr-o persoană, dr. ing. Mimi Sasu de la Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.), București.

Acest Simpozion științific a avut ca scop trecerea în revistă a ultimelor performanțe în domeniul teoriei și aplicațiilor practice ale ciberneticii în tehnică, în științe sociale și biologie. Lucrările au fost organizate pe 8 secții, cuprinzând în total 76 de referate.

PREZENTAREA PROBLEMELOR MAI DEOSEBITE DIN CADRUL SECȚIILOR DE LUCRU ALE SIMPOZIONULUI

Secția 1. Probleme generale ale ciberneticii

Au fost prezentate 10 referate privind: Nedeterminarea sistemelor mari și căile de rezolvare a ei; Unele aspecte ale modelării sistemelor om-obiect tehnic; Sistem de conducere pentru localizarea funcțiilor de conflict cu mediul fizic al omului; Sistematica proceselor de modelare simulativă; Probleme practice-incercare de formalizare; Problema aprecierii informației în structuri sociale; Cercetarea sistemelor operative ale metodei modelării simulative; Modelarea matematico-cibernetice a unui sistem ecologic general; Modelul sistemului de comandă a procesului de formulare și realizare a problemelor de cercetare științifică în cicluri complete de realizare; Problema prognozei în sisteme cibernetice sigure.

Secția 2. Probleme teoretice ale automatelor

În cadrul celor 9 referate prezentate, au fost tratate următoarele probleme: Despre limbaje și automate dendritice (arborescente); Aprecierea indicatorilor de fiabilitate a elementelor logice; Despre proprietățile automatelor multicanal; Concepția automatului parametric și folosirea lui în sisteme de comandă; Algoritm de localizare în rețele logice combinatorice de tip $n \times m$; Folosirea mulțimilor „fuzzy” pentru descrierea și clasificarea metodelor asupra sistemelor „S”; Funcții potențiale în modelele de recunoaștere; Filtrarea numerică nerecursivă la funcții nesinusoidale; Alegerea parametrului iterativ al procedurii prin metoda corecțiilor minime.

Secția 3. Bioibernetică

S-au prezentat 8 referate. Problemele discutate în referate și intervenții au fost: Conducerea prin calculator a terapiei; Sistem de prelucrare a datelor pentru experimente de microbiologie; Model cifric pentru modelul auditiv; Model pentru procesul de învățare în două etape, ca sistem adaptiv pentru conducerea unui robot; Modele matematice pentru conducerea creșterii animalelor; Caracterul oscilatoriu al transportului de gaze prin pielea umană, ca un efect al termoreglajului; Modelul matematic al corpului uman ca obiect de reglare a temperaturii.

Secțiile 4, 7, 8. Modelare

Au fost secțiile cele mai animate, bogate în referate și intervenții. S-au prezentat în total 20 referate, ale căror subiecte sînt menționate în continuare.

— Secția 4: Optimizarea și conducerea regimurilor termice ale construcțiilor cu ajutorul modelării matematice pe calculatoare analogice și cifice; GISM — limbaj de si-

mulare a sistemelor discrete; Limbaj SIVAL—1204 și folosirea lui pentru analiza sistemelor de reglare și identificare automată; Folosirea calculatoarelor numerice pentru determinarea organelor transformatorilor Laplace; Metodă de modelare a funcțiilor prin convertoare cu diode microelectronice; Folosirea modelării cifice pentru determinarea traiectoriilor sistemelor neliniare la perturbații de formă arbitrară; Algoritm de optimizare a sistemelor dinamice. Din partea R. S. România a fost prezentat referatul „Utilizarea calculatorului analogic la analiza funcționării unei scheme electrice cu structură variabilă”, autori Mimi Sasu și Gh. Oarga.

— Secția 7: Model simplificat tridimensional de difuzie a căldurii; Modelare cu metoda rețelei R—C cu variație discretă a condițiilor inițiale, a unor procese neliniare cu parametri distribuiți; Compararea metodelor de simulare cifică a proceselor descrise prin ecuația cvasiliniară a conducerii căldurii; Modelarea corpurilor mici în cimpul electromagnetic; Model de circuit și metode de analiză a sistemelor de microunde cu elemente de reglare; Automatizarea calculului clasificării și controlului utilizării energiei electrice de către marii consumatori; Problemele proiectării și utilizării sistemului informațional de planificare centrală — CEPLAN; Metode de formare a modelelor semnalelor în sisteme de recunoaștere de tip ierarhic; Utilizarea modelului unui sistem mobil de observare pentru cercetarea algoritmilor pentru corecția geometrică a imaginilor; Modelarea seriilor aleatorii în scopuri de prognoză.

— Secția 8: Modelarea cifică a transportului lichidelor; Modelarea matematică a fenomenului de histerezis; Conducerea locomotivei de manevră cu motor liniar pentru triajele feroviare; Dinamica stărilor sistemului convertor-cuve de turnare-macarale; Principiile de modelare a sistemelor de drenaj; Modelarea deplasării mașinii cu șenile cu ajutorul calculatoarelor; Modelarea proceselor tranzitorii limită ale acționării sincrone cu ajutorul calculatorului; Unele probleme de conducere a traficului feroviar; Algoritm numeric de optimizare statistică a procesului de spălare a țesăturilor; Determinarea parametrilor modelului discret al unei grinzi încastrate la un capăt; Modelarea și optimizarea procesului tehnologic de măruntire a minereului în mori cu bile; Sistem cu două coordonate de conducere optimală cu productivitate a morii cu bile.

Secția 5. Teoria conducerii

Au fost prezentate 9 referate, problemele puse în discuție fiind următoarele: Proiectarea sistemelor de urmărire multi-variabile liniare staționare; Sinteza reguletoarelor pentru sisteme neliniare, domeniu de stabilitate; Despre conducerea optimală ca rapiditate, a proceselor de producție cu sortiment larg; Algoritm pentru filtrare adaptivă Kalman; Procedeu succesiv de identificare a traiectoriilor unui grup de obiecte; Conducerea adaptivă optimală ca rapiditate și consum de combustibil în sisteme cu parametri variabili; Sinteza și analiza parametrilor structurilor sistemelor de conducere; Optimizarea comportării stațiilor autonome pe o suprafață întimplătoare; Comanda automată a coboririi aparatelor de zbor supersonice.

Secția 6. Sisteme vaste

În cadrul celor 11 referate prezentate au fost discutate următoarele probleme: Modelarea matematică a sistemelor de aprovizionare; Despre sisteme liniare optime ca rapiditate de conducere a distribuției sarcinilor; Metode de rezolvare a anumitor probleme deterministice de distribuire a sarcinilor pe procesoare; Conducerea sistemelor de deservire; Model Markov pentru simularea transportului industrial; Optimizarea structurilor spațiale ale sistemelor variabile de

producție; Caracteristicile probabilistice ale sistemelor complexe considerate ca sisteme vaste de deservire; Determinarea funcției de distribuție a timpului de funcționare fără defect a unui sistem; Distribuție multidimensională de grad 2 pe o distribuție a timpilor de funcționare corectă a elementelor sistemului; Descrierea analitică a limitărilor tehnologice în problema conducerii lucrărilor miniere; Conducerea operativă a lucrărilor miniere.

PARTICIPĂRI LA LUCRĂRILE SIMPOZIONULUI

Delegatul român a luat parte la toate lucrările celui de-al 3-lea Simpozion internațional „Sisteme-Modelare-Conducere”. Comunicările prezentate la acest simpozion au fost de nivel superior, iar problemele abordate în referate și discuții sînt de mare actualitate și prezintă un interes deosebit pentru specialiștii din țara noastră.

SEMINARUL INTERNAȚIONAL DE TEHNICĂ DE CALCUL ANALOGIC ȘI HIBRID

PREZENTARE GENERALĂ

În zilele de 19–21 octombrie 1976 au avut loc, la Praga, lucrările Seminarului internațional de tehnică de calcul analogic și hibrid, „Al 13-lea Seminar MEDA”, organizat de Asociația tehnico-științifică cehoslovacă (CVTS) — Comitetul de cibernetică aplicată și Direcția generală a combinatului ZPA-Uzina Vysocany.

La lucrările Seminarului au participat delegați din U.R.S.S., R.P. Polonă, R.D. Germană, R.P. Bulgaria, R.S. România, Belgia ș.a. Delegația română a fost formată din ing. Adrian Nica, ing. Mihai Verban și ing. Aurora Biatu de la Academia Ștefan Gheorghiu și dr. ing. Mimi Sasu de la Institutul de cercetări pentru industria electrotehnică (I.C.P.E.), București.

Al 13-lea Seminar MEDA a avut ca scop efectuarea unui schimb de cunoștințe și experiență între specialiștii cehoslovaci și specialiștii străini, cu privire la programarea și utilizarea calculatoarelor analogice și hibride, precum și noutăți în tehnica calculului hibrid.

La acest seminar au avut loc ședințe ale următoarelor grupe de lucru: 1 — Tehnica de calcul analogic și hibrid și economia sistemelor de calcul hibrid; 2 — Organizarea și exploatarea laboratoarelor de calcul hibrid; 3 — Tehnica sistemelor de calcul hibrid; 4 — Dotarea cu programe pentru sistemele de calcul hibrid; 5 — Instalații periferice ale sistemelor de calcul hibrid; 6 — Metode de programare analogică și hibridă; 7 — Instalații periferice grafice; 8 — Ecuații diferențiale cu derivate parțiale; 9 — Procedee pentru modelarea analogică și hibridă; 10 — Utilizarea calculatoarelor analogice și hibride în domenii netehnice; 11 — Utilizarea calculatoarelor analogice și hibride în domenii tehnice; 12 — Modelarea problemelor pe sisteme automate de comandă; 13 — Utilizarea calculatoarelor analogice și hibride pentru comanda proceselor; 14 — Utilizarea calculatoarelor analogice și hibride.

În cele ce urmează se vor prezenta aspectele mai importante dezbătute în cadrul grupelor de lucru, participarea delegaților români la lucrările Seminarului, discuțiile desprinse în cadrul seminarului.

PREZENTAREA PROBLEMELOR MAI DEOSEBITE DIN CADRUL GRUPELOR DE LUCRU ALE SEMINARULUI

Grupa 8. Ecuații diferențiale cu derivate parțiale

Au fost prezentate șase referate cu următoarele subiecte: — Modelarea rețelelor RC active pe calculatoare hibride; — Rezolvarea ecuațiilor diferențiale cu derivate parțiale pe calculatoare hibride; — Aplicarea tehnicii de calcul analogic și hibrid pentru identificarea coeficienților de schimb de căldură în cuptoare tunel; — Utilizarea metodei Multiplex în simularea hibridă a cimpurilor.

Grupa 9. Procedee pentru modelare analogică și hibridă

În cele cinci referate prezentate au fost puse în discuții următoarele probleme: — Procedee matematice pentru găsirea funcțiilor sensitive în sistemele multivariabile de comandă; — Analiza sensibilității la modelele cu mai multe compartimente cu ajutorul unui calculator hibrid; — Metodă de calcul pentru simularea hibridă a proceselor dinamice neliniare; — Analizor analogic de frecvențe armonice mari; — Utilizarea calculatorului MEDA 42TA pentru identificarea funcției de corelare a rugozităților de suprafață.

Grupa 11. Utilizarea calculatoarelor analogice și hibride în domenii tehnice

Subiectele tratate în cele cinci referate prezentate sînt următoarele: — Simularea sistemelor dinamice și sisteme automate de comandă; — Simularea circuitelor cu comandă numerică directă; — Un simulator compact cu proprietățile sistemelor de reglare pentru studierea teoriei comenzii; — Experiențe de modelare a proceselor cu ajutorul calculatorului analogic; — Model didactic pentru un reactor nuclear.

Grupa 12. Modelarea problemelor pe sisteme automate de comandă

Au fost prezentate patru referate. Din partea R.S. România a fost prezentat referatul „Simularea pe calculator analogic a unor fenomene care apar la deformarea electromagnetică a metalelor”, autori Mimi Sasu și Gh. Oarga. Celelalte trei referate au tratat următoarele probleme: — Cauzele vibrațiilor de tensiune la arborele motor și determinarea acestora prin simularea sistemului de acționare; — Metoda algebrică pentru realizarea cu ajutorul calculatorului a rețelelor în trepte; Modelarea curenților de infiltrație pe o rețea de rezistențe.

Grupa 13. Utilizarea calculatoarelor analogice și hibride pentru comanda proceselor

S-au prezentat șase referate privind: — Tehnica de calcul hibridă pentru comanda proceselor; — Despre utilizarea calculatoarelor analogice la modelarea circuitelor automate de reglare care au un element de întârziere; — Utilizarea calculatoarelor analogice pentru modelarea sistemelor de comandă cu element de divizare; — Simularea reglării adaptive la mașinile de prelucrare cu comandă (mașini de danturare) pe calculator analogic; — Utilizarea calculatorului MEDA 41TC pentru măsurători directe și comandă; — Experiențe și perspective pentru utilizarea tehnicii de calcul hibride la comanda mașinilor mari.

Grupa 14. Utilizarea calculatoarelor analogice și hibride

În cele șase referate prezentate s-au discutat următoarele probleme: — Simularea analogică a liniilor electrice de curenti tari cu terminație neliniară; — Analiza proceselor tranzitorii într-un sistem energetic, utilizând calculatoare analogice și hibride; — Modelarea hibridă a motoarelor pas cu pas; — Studiarea unor domenii de funcționare a transformatoarelor de curent cu miez premagnetizat, cu ajutorul calculatoarelor analogice MEDA; — Un exemplu de utilizare a sistemului hibrid HRA 4241 pentru alegerea experimentală a parametrilor servomotoarelor electrohidraulice; — Modele matematice pentru compensatorul cu piston.

PARTICIPĂRI LA LUCRĂRILE SEMINARULUI

În afară de participarea la comunicări, delegația română a luat parte și la următoarele acțiuni: discuții la masa rotundă cu tema „Diagnosticul și fiabilitatea sistemelor de calcul analogic și hibrid”; vizitarea Expoziției de utilaje de calcul analogic și hibrid; vizitarea Centrului de calcul hibrid.

Din lucrările Seminarului internațional de tehnică de calcul analogic și hibrid „Al 13-lea Seminar MEDA” a rezultat că tehnica mondială de calcul implică în prezent o utilizare largă a calculatoarelor hibride, atât în domeniul calculului științific, cit și pentru prelucrarea datelor.

Dr. ing. Mimi Sasu — I.C.P.E.

Indicații redacționale

Manuscrisele trimise spre publicare se organizează în două dosare separate: text și figuri. Tot materialul se trimite în două exemplare, original și copie carbon sau xerox.

Textul lucrării se compune din părțile specificate în continuare; acestea, urmînd drumuri diferite în tipografie, se scriu fiecare pe pagini separate.

- Titlul, numele autorilor, adresele autorilor, rezumat scurt (maximum 30 cuvinte), cuvintele-cheie (maximum 3) și cod de clasificare zecimală (CZ), funcția și locul de muncă ale autorilor — totul pe o singură pagină dactilografiată la două rînduri.
- Textul de bază — maximum 15 pagini dactilografiate pe o singură față a hîrtiei (format A4), la două rînduri. Locul figurilor în text (pentru tipărire) se marchează pe marginea din stînga a hîrtiei, prin scrierea numărului de ordine al acestora. Referirile bibliografice se fac în paranteze drepte, în ordinea apariției în text. Macheta sistematizării textului de bază este următoarea: Introducere; 1. Capitol; 2. Capitol, ..., n. Concluzii; Anexe; Bibliografie.
- Bibliografia — pe pagină separată, dactilografiată la 2 rînduri, cu numerotare în ordinea referirii în text și cu respectarea formatului de mai jos (exemple pentru articol de revistă, carte și teză de doctorat).
 - [1] Vladimirescu, A. Calculator-Aided Design of MOS Integrated Circuits. În: IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. SC-10, nr. 3, 1975, p. 151-160.
 - [2] Bulucea, C., Vats, M. și Profeta, H. Circuite integrate liniare. București, Editura tehnică, 1976.
 - [3] Rusu, A. Teză de doctorat, Institutul politehnic-București, 1975.

- Legende la figuri — pe pagină separată, dactilografiată la două rînduri.

Figurile lucrării, în număr de maximum 10 bucăți maxim de pagini text, se desenează și se scriu în tuș, pe calc, cu respectarea STAS-urilor în vigoare. Redacția revistei nu mai face nici o prelucrare a desenelor originale, ele fiind reproduse fotografic, cu coeficient de reducere între 0,4 și 0,8. Autorii sînt rugați să țină seama de această reducere la confecționarea desenului original, care nu trebuie să depășească însă formatul A4; în mod special se atrage atenția asupra scrisului pe figuri care, pentru cea mai bună prezentare a lucrării, se așteaptă să fie făcut cu șablonul de 3,5 mm (corespunzător coeficientului de reducere 0,4). Imprimantele de calculator și fotografiile (oscilोगrame, microfotografii etc.) trebuie să fie de mare claritate și contrast, ele urmînd a fi prelucrate fără rețușare în tipografie.



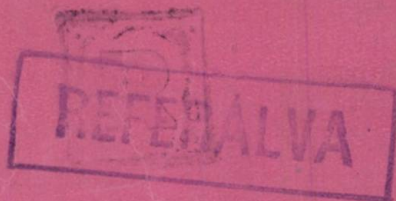
Autorii sînt rugați să acorde o atenție deosebită clarității întregii lucrări. Ei trebuie să aibă tot timpul în minte faptul că dificultățile subiectului tratat îi pun probleme, oricum, cititorului, astfel că este de datoria lor să nu îi solicite acestuia efort suplimentar pentru descifrarea unei lucrări greoaie sau confuze etc.



1977 JUL 20

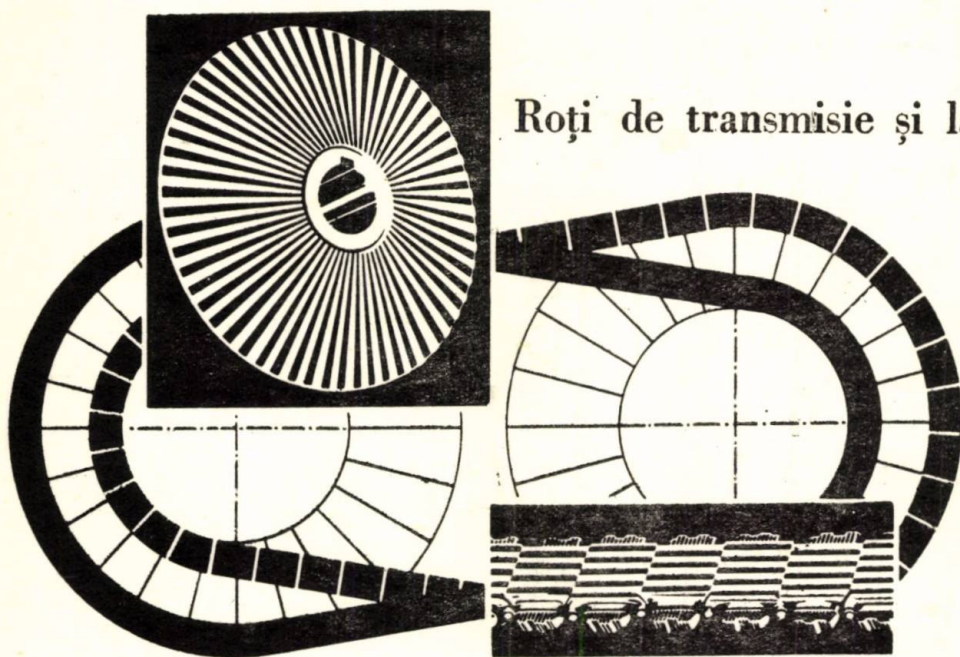
E 2040

Bilbor H.



Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • ANUL 21 • Nr. 2 • Iunie 1977



Roți de transmisie și lanțuri articulate

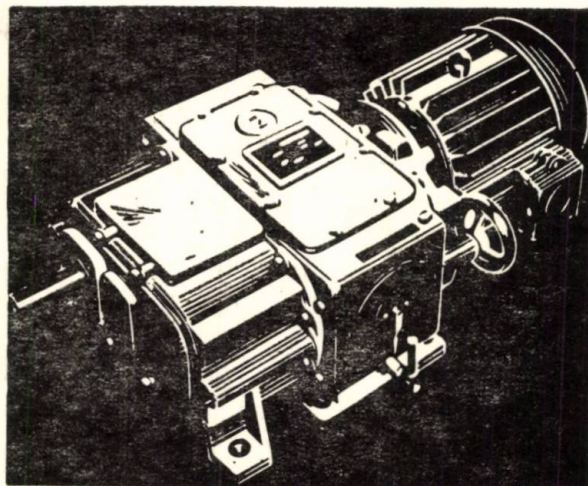
fabricate din materiale de calitate superioară. Acestea sînt principalele elemente ale variatoarelor Z utilizate acolo unde trebuie un reglaj continuu al vitezei, pentru a asigura comanda mașinilor și echipamentelor.

Variatoarele Z sînt fabricate în versiuni foarte variate corespunzînd exigențelor impuse gamei rapoartelor de demultiplicare a transmisiilor la puterile transmise, cu sau fără motoare electrice încorporate, cu mecanism de transmisie, respectiv cu cutii de transmisie, în construcție verticală sau orizontală, cu reglaj prin volant sau cu levier ca un dispozitiv de reglare de la distanță, electric sau cu aer comprimat. Ele se caracterizează prin funcționare silențioasă, economică, și fără defecțiuni.



pragoinvest

Praga — Republica Socialistă Cehoslovacia



PUBLICOM

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 21

Nr. 2

iunie 1977

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

CZ 621.38.001(074.3)

GENERARE-RECOMBINARE JONCTIUNE PN SARCINĂ SPAȚIALĂ

Olteanu, D. și Bădilă, M. : Influența fenomenului de generare-recombinare în regiunea de sarcină spațială a unei joncțiuni PN polarizată direct asupra caracteristicii I—V.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 2, iun 1977, p. 49

Lucrarea prezintă și verifică un model de calcul simplificat, utilizabil în explicarea formei generale a caracteristicii curent-tensiune pentru joncțiunea PN polarizată direct.

CZ 621.316.122

STABILIZATOARE DE TENSIUNE PROTECȚIE LA SUPRA- CURENT

Manolescu Anca Manuela și Burileanu, C. : Surse de tensiune stabilizate prevăzute cu limitarea prin întoarcere a curentului de ieșire.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 2, iun 1977, p. 57

Sînt prezentate circuite de protecție ale stabilizatoarelor de tensiune cu limitarea prin întoarcere a curentului de ieșire (foldback), comparativ cu limitarea curentului la o valoare fixă.

CZ 621.396.72

TRANZISTOR CU SILICIU MĂSURARE, IMPEDANȚĂ AMPLIFICATOR DE PUTERE R.F.

Pupeza, D. și Munteanu, V. : Măsurarea impedanței de intrare și a câștigului tranzistoarelor de R.F. la nivel mare. Amplificatoare de 20 W (1,5 la 30 MHz) realizat cu tranzistorul 2N3632.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 2, iun 1977, p. 61

Se prezintă două metode de măsurare a impedanței de intrare și a câștigului tranzistoarelor de R.F., de putere, în vederea proiectării amplificatoarelor de bandă largă.

CZ 621.396.1

DIVIZOARE TEHNICA DIGITALĂ RADIOCOMUNICAȚII

Huțu, V. și Zaharia, D. : Divizoare cu raport variabil de divizare.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 2, iun 1977, p. 67

Lucrarea prezintă principiile de funcționare a divizoarelor cu raport variabil de divizare, realizate în tehnica digitală.

CZ 621.313.334

MODEL MATEMATIC MOTOR PAS CU PAS PORTRET DE FAZĂ

Kelemen, A. și Trifa, V. : Considerații asupra funcționării motoarelor electrice pas cu pas în sisteme de acționare în circuit deschis.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 2, iun 1977, p. 75

Lucrarea tratează funcționarea motoarelor electrice pas cu pas, utilizînd ca metodă de studiu analiza în planul fazelor.

GENERATOARE DE IMPULSURI DISTRIBUȚIE GAUSSIANĂ

Stoica, V. : Generator de impulsuri cu fază, și/sau durată pseudoaleatoare cu distribuție gaussiană.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 2, iun 1977, p. 81

Se prezintă principalele probleme privind generarea semnalelor pseudoaleatoare cu distribuție gaussiană, utilizând circuite secvențiale.

CZ 621.375.2

LINII DE ÎNTÎRZIERE AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE

Milescu, I. : Linii de întârziere realizate cu amplificatoare operaționale.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 2, iun 1977, p. 86

În acest articol se prezintă o metodă simplă de proiectare a celulelor de întârziere, aproximind funcția de transfer $e^{-j\omega\tau}$ printr-o funcție rațională Padé.

NOTE

90

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; prof. dr. ing. C. APETREI ; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU ; ing. I. BATRIŢA ; dr. ing. C. BULUCEA ; dr. ing. V. BUNEA ; dr. ing. D. BUZNEA ; prof. dr. ing. S. CALIN ; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU ; ing. V. CEOCEONICA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLAŢEANU ; prof. dr. ing. T. DORDEA ; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU ; conf. dr. ing. S. FLOREA ; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNTUC ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN ; ing. I. ILIESCU ; prof. dr. ing. D. F. LAZĂROIU ; ing. V. LEFTER ; dr. ing. A. MILLEA ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU ; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE ; ing. I. PAPADACHE ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. PĂNESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România ; ing. A. POPA ; prof. dr. ing. S. PUŞCAŞU ; acad. prof. dr. doc. șt. tehn. ing. REMUS RĂDULEŢ ; ing. M. SIRBU ; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct ; dr. ing. FLORIN TĂNĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică : GRETA ANDREI
Tehnoredactor : CORNELIA CRISTESCU

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA” (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, mașini-unelte și mecanică fină, apare în cadrul OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ (O.I.D.), al Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică, (I.C.P.E.). Articolele trimise spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la O.I.D. — București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, și 379, plata abonamentelor făcându-se prin mandat poștal pe adresa : I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei ; nu se fac decât abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul : Întreprinderea poligrafică „INFORMAȚIA”, București, str. Brezoianu, nr. 23—25. C. 7199. Taxele poștale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Te. nr. 437/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „LEXIM” — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței, nr. 64—66 P.O.B.—2001.—Telex. 01.12.26

СО Д Е Р Ж А Н И Е

УДК 621.38.001 (074.3)

ГЕНЕРИРОВАНИЕ-РЕКОМБИНИРОВАНИЕ НАГРУЗКА ПРОСТРАНСТВЕННАЯ СТЫК PN

Олтану, Д. и Бăдилă, М.: Влияние явления генерирования-рекомбинирования в режиме пространственной нагрузки стыка PN, поляризованного прямо над характеристикой I—V

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, № 2, июнь 1977, стр. 49

Работа представляет и проверяет вычислительную упрощенную модель, используемую в объяснении общей формы характеристики ток-напряжение для стыка PN прямо поляризованного.

УДК 621.316.722

СТАБИЛИЗАЦИЯ НАПРЯЖЕНИЯ ЗАЩИТА ПРОТИВ СВЕРХТОКА

Манолеску Анка Мануэла и Буриляну, К.: Источники стабилизированного напряжения предусмотренные ограничением посредством возврата (поворота) выходного тока.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, № 2, июнь 1977, стр. 57

В работе представлены защитные цепи стабилизаторов напряжения с ограничением посредством возврата (поворота) выходного тока, сравнительно с ограничением тока при определенной величине.

УДК 621.396.72

ИЗМЕРЕНИЕ, ИМПЕДАНС ТРАНЗИСТОР КРЕМНИЕВЫЙ УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ РФ

Пулеза, Д. и Мунтяну, В.: Измерение входного импеданса и усиления транзисторов РФ на большом уровне. Усилители 20 Вт (1,5 при 30 МГц) осуществленные с помощью транзистора 2П3632.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, № 2, июнь 1977, стр. 61

Представлены два метода измерения входного импеданса и усиления мощных транзисторов РФ с целью проектирования усилителей широкой полосы.

УДК 621.396.1

ДЕЛИТЕЛЬ РАДИОСВЯЗЬ ТЕХНИКА ДИГИТАЛЬНАЯ

Нуцу, В. и Зазария, Д.: Делители с переменным отношением деления.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, № 2, июнь 1977, стр. 67

Работа представляет принципы функционирования делителей с переменным отношением деления, осуществленные в цифровой технике.

УДК 621.393.334

ДВИГАТЕЛЬ ШАГОВЫЙ МОДЕЛЬ МАТЕМАТИЧЕСКАЯ ПЛОСКОСТЬ ФАЗЫ

Келемен, А. и Трифа, В.: Соображения относительно функционирования шагового электродвигателя в системе привода с открытой цепью.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, № 2, июнь 1977, стр. 75

В работе изложено функционирование шаговых электрических двигателей, применяя как метод исследования анализ в плоскости фаз.

УДК 621.373

ГЕНЕРАТОРЫ ИМПУЛЬСОВ РАСПРЕДЕЛЕНИЕ ГАУССОВОЕ

Стойка, В.: Генератор импульсов с фазой и/или длительность псевдослучайных сигналов с гауссовым распределением, используя секвенциальные цепи.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, № 2, июнь 1977, стр. 81

Излагаются основные вопросы относительно генерирования псевдослучайных сигналов с гауссовым распределением, используя секвенциальные цепи.

УДК 621.375.2

УСИЛИТЕЛИ ОПЕРАЦИОНАЛЬНЫЕ ЛИНИИ ЗАПАЗДЫВАНИЯ

Митеску, И.: Линии запаздывания осуществляемые с операциональными усилителями.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, № 2, июнь 1977, стр. 86

В данной статье представлен простой метод проектирования ячеек запаздывания, приближая передаточную функцию $e^{-j\omega\tau}$ рациональной функцией Паде.

I N H A L T

DK 621.38.001(074.3)

ERZEUGUNG-REKOMBINATION PN—ÜBERGANG RAUMLADUNG

Olteanu, D., Bădilă, M.: Der Einfluss der Erzeugung-Rekombinations Vorgangs im Bereich der Raumladung eines PN—Übergangs mit direkter Polarisierung auf die I—V—Kennlinie.

E.E.A. — *Automatica și Electronica* 21, Nr. 2, Juni 1977, S. 49

Die Arbeit beschreibt und überprüft ein vereinfachtes Rechenmodell, das für die Erklärung der allgemeinen Form der Kennlinie Strom-Spannung, für den PN—Übergang mit direkten Polarisierung verwendet werden kann.

DK 621.316.722

SPANNUNGSGLEICHHALTER SCHUTZ GEGEN ÜBERSTROM

Manolescu, A. M., Barileanu, C.: Stabilisierte Spannungsquellen die mit Umkehrungsbegrenzen des Ausgangstromes vorgesehen sind.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, Nr. 2, Juni 1977, S. 57

Es werden die Schutzstromkreise der Spannungsgleichhalter mit Umkehrungsbegrenzung des Ausgangstroms (foldback), vergleichbar mit der Strombegrenzung auf einen festen Wert beschrieben.

DK 621.396.72

SILIZIUMTRANSISTOR MESSUNG, SCHEINWIDERSTAND LEISTUNGSVERSTÄRKER

Pupeză, D., Munteanu, V.: Die Messung des Eingang-Scheinwiderstandes und des Gewinns der R.F. Transistoren, bei hohen Niveau. Verstärker für 20 W (1,5 bei 30 MHz), die mit den Transistor 2N 3632 hergestellt wurden.

E.E.A. — *Automatica și Electronica* 21, Nr. 2, Juni 1977, S. 61

Es werden zwei Messmethoden des Eingangs-Scheinwiderstandes und des Gewinns der RF-Leistungstransistoren dargestellt, zwecks der Projektierung von Breitbandverstärkern.

DK 621.396.1

TEILER DIGITALTECHNIK RUNDUNKVERKEHR

Huțu, V., Zaharia, D.: Teiler mit veränderlichen Teilungsverhältnissen.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, Nr. 2, Juni 1977, S. 67

Der Beitrag beschreibt das Arbeitsprinzip der Teiler mit veränderlichen Teilungsverhältnis, die mit der Digitaltechnik hergestellt werden.

DK 621.313.334

MATHEMATISCHES MODELL SCHRITTMOTOR PHASENPLAN

Kelemen, A., Trifa, V.: Betrachtungen über den Betrieb elektrischer Schrittmotoren bei Antriebssystemen mit offenem Stromkreis.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, Nr. 2, Juni 1977, S. 75

Der Artikel beschreibt die Arbeitsweise der Schrittmotoren und verwendet als Untersuchungsmethode die Analyse des Phasenplans.

DK 621.373

IMPULSGENERATOREN GAUSS-VERTEILUNG

Stoica, V.: Impulsgenerator mit UND/ODER — Phase. Die pseudoaleatorische Dauer mit Gauss-Verteilung.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, Nr. 2, Juni 1977, S. 81

Die Arbeit beschreibt die Hauptprobleme der Erzeugung von pseudoaleatorischen Signalen durch die Einsetzung von Folgekreisen.

DK 621.375.2

VERZÖGERUNGSLEITUNGEN OPERATIONAL-VERSTÄRKER

Milescu, I.: Verzögerungsleitungen die mit Operational-Verstärken hergestellt sind.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, Nr. 2, Juni 1977, S. 86

Die Arbeit beschreibt eine einfache Projektierungsmethode für Verzögerungszellen; die Annäherung der $e^{-j\omega\tau}$ Übertragungsfunktion wird durch eine rationale Funktion Padé erreicht.

CONTENTS

DC 621.38.001(074.3)

GENERATION-RECOMBINATION PN JUNCTION SPACE CHARGE

Olteanu, D., and Bădilă, M. : The influence of the generation-recombination phenomenon in the space-charge region of a directly-biased PN junction, on the I-V characteristic.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 2, June 1977, p. 49

The paper presents and verifies a simplified computation model, which can be used when explaining the current-voltage characteristic general shape for the directly biased PN junction.

DC 621.316.722

VOLTAGE STABILIZERS OVERCURRENT PROTECTION

Manolescu Anca Manuela and Barileanu, C. : Stabilized voltage sources provided with output current limiting through foldback.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 2, June 1977, p. 57

The paper deals with voltage stabilizers protection circuits provided with output current limiting through foldback, as compared to current limiting at a fixed value.

DC 621.396.72

SILICON TRANSISTOR MEASURING, IMPEDANCE R.F. POWER AMPLIFIER

Pupeza, D. and Munteanu, V. : Input impedance and high level R. F. transistors gain measuring. 20W (1.5 to 30 MHz) amplifiers achieved with the 2N3632 transistor.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 2, June 1977, p. 61

Two measuring methods for input impedance and power R.F. transistors gain are presented, in view of designing large bandwidth amplifiers.

DC 621.396.1

DIVIDERS DIGITAL TECHNIQUE RADIOCOMMUNICATIONS

Huțu, V. and Zaharia, D. : Variable division-ratio dividers.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 2, June, 1977, p. 67

The paper deals with the operating principles of the variable division-ratio dividers, achieved by the digital technique.

DC 621.396.334

MATHEMATICAL MODEL STEP-BY-STEP MOTOR PLANE OF PHASES

Kelemen, A. and Trifa, V. : Considerations on step-by-step electric motors running in open circuit driving systems.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 2, June 1977, p. 75

The paper deals with the step-by-step electric motors running using as a studying method the analysis in the plane of phases.

DC 621.373

PULSE GENERATORS GAUSSIAN DISTRIBUTION

Stoica, V. : Pulse generator with and/or phase. Pseudo-random Gaussian distribution signal.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 2, June 1977, p. 81

The main problems regarding the pseudo-random signals generation with Gaussian distribution, using sequential circuits are presented.

DC 621.375.2

DELAY LINES OPERATIONAL AMPLIFIERS

Milescu, I. : Delay lines achieved with operational amplifiers.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 2, June 1977 p. 86

This paper presents a simple method of designing the delay elements approximating the transfer function $e^{-j\omega\tau}$ by a Padé rational function.

SOMMAIRE

CD 621.38.001 (074.3)

GENERATION—RECOMBINAISON JUNCTION PN CHARGE SPATIALE

Olteanu, D. et Bădilă, M. : L'influence du phénomène de génération recombinaison dans la région de charge spatiale d'une jonction PN polarisée directement, sur la caractéristique courant-tension.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 2, iun 1977, p. 49

L'ouvrage présente et vérifie un modèle de calcul simplifié, utilisé pour expliquer la forme générale de la caractéristique courant-tension pour la jonction PN directement polarisée.

CD 621.316.722

STABILISSEURS DE TENSION PROTECTION CONTRE LA SURIN- TENSITE DE COURANT

Manolescu Anca Manuela et Burileanu, C. : Sources stabilisées prévues avec la limitation du courant de sortie par foldback.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 2, iun 1977, p. 57

On présente les circuits de protection des stabilisateurs de tension avec la limitation du courant de sortie par foldback, en comparaison avec la limitation du courant avec une valeur fixe

CD 621.396.72

TRANSISTOR A SILICIUM MESURE, IMPEDANCE AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE

Pupeza, D. et Munteanu, V. : La mesure de l'impédance d'entrée et le gain des transistors de RF à haute niveau. Amplificateurs de 20 W (1.5 à 30 MHz) réalisés à l'aide du transistor 2N3632.

E.E.A. — *Automatica et electronica* 21, nr. 2, iun 1977, p. 61

On présente deux méthodes de mesure de l'impédance d'entrée et du gain des transistors de RF, de puissance, en vue de la projection des amplificateurs à large bande.

CD 621.396.1

DIVISEURS TECHNIQUE DIGITALE RADIOCOMMUNICATIONS

Huțu, V. et Zaharia, D. : Diviseurs avec un rapport variable de division.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 2, iun 1977, p. 67

L'ouvrage présente les principes du fonctionnement des diviseurs avec un rapport variable de division, réalisés en technique digitale.

CD 621.396.334

MODELE MATHEMATIQUE MOTEUR PAS A PAS PLAN DE LA PHASE

Kelemen, A. et Trifa, V. : Considérations sur le fonctionnement des moteurs électriques pas à pas dans des systèmes d'actionnement en circuit ouvert.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 2, iun 1977, p. 75

L'ouvrage traite du fonctionnement des moteurs, électriques pas à pas, utilisant comme méthode d'étude l'analyse dans le plan des phases.

CD 621.373

GENERATEURS D'IMPULSIONS DISTRIBUTION GAUSSIENNE

Stoica, V. : Générateur d'impulsions avec la phase et/ou. Durée pseudoaléatoire avec une distribution gaussienne

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 2, iun 1977, p. 81

On présente les principaux problèmes concernant le généréation des signaux pseudoaléatoires avec une distribution gaussienne, en employant des circuits séquentiels.

CD 621.375.2

LIGNES DE RETARD AMPLIFICATEURS OPERATIONNELS

Milescu, I. : Lignes de retard réalisées avec des amplificateur opérationnels.

E.E.A. — *Automatica et electronica* 21, nr. 2, ian 1977, p. 86

Dans cet article on présente une méthode simple de projection des cellules de retard, utilisant pour l'approximation de la fonction de transfert $e^{-j\omega\tau}$ une fonction rationnelle Padé.

Influența fenomenului de generare-recombinare în regiunea de sarcină spațială a unei joncțiuni PN polarizată direct asupra caracteristicii I—V

DĂNUȚ OLTEANU și MARIAN BĂDILĂ * — București

Introducere

Fenomenele de generare-recombinare în regiunea de sarcină spațială a joncțiunii PN prezintă un mare interes în activitatea de modelare a dispozitivelor semiconductoare bipolare. Multe din caracteristicile importante ale tranzistorului pot fi mai ușor înțelese studiind joncțiunea PN. Astfel, capacitatea joncțiunii afectează câștigul în curent la frecvențe înalte, curentul de generare-recombinare din regiunea de sarcină spațială reduce factorul de câștig în curent la nivele mici de curenți, iar sarcina stocată în capacitatea joncțiunii afectează timpul de revenire sau viteza de comutație.

O primă teorie asupra joncțiunii PN a fost elaborată de Shockley [1], care a neglijat efectul sarcinilor libere din regiunea de sarcină spațială. Cu toate limitările acestei ipoteze concluziile ei au fost bine verificate în practică, exceptând cazul joncțiunii PN polarizată direct sau a joncțiunii polarizată invers prin care trece o mare densitate de curent cum este joncțiunea colector-bază la tranzistoare. Această problemă a fost reluată de Sah, Noyce și Shockley [2] care au făcut un studiu sistematic al efectelor generării-recombinării purtătorilor în regiunea de sarcină spațială și a curentului de generare-recombinare.

Pe baza acestei teorii, caracteristica curent-tensiune pentru o joncțiune PN arbitrară, polarizată direct și în condițiile nivelului mic de injecție, poate fi reprezentată de relația:

$$I_F = I_{SR} \exp \frac{qV_F}{2kT} + I_{SD} \exp \frac{qV_F}{kT}, \quad (1)$$

unde $V_F \gg \frac{3kT}{q}$. În relația (1) primul termen se referă la componentele de curent de recombinare, iar al doilea, la componenta de difuzie. Întrucât al doilea termen crește mult mai repede cu tensiunea decât primul, primul termen datorat recombinării va apărea în caracteristică de joasă tensiune numai dacă $I_{SD} \ll I_{SR}$.

Aceste rezultate ale teoriei clasice au fost verificate cu succes în multe cazuri, în special joncțiunile emitor-bază ale tranzistoarelor

planare avînd o caracteristică curent-tensiune de forma generală (1). Totuși în practică au fost observate caracteristici directe de forma:

$$I_F = I'_{SR} \exp \frac{qV_F}{mkT} \quad (2)$$

cînd $V_F \gg \frac{3kT}{q}$. Astfel de caracteristici, întîlnite de obicei la joncțiunile colector-bază ale tranzistoarelor dublu difuzate, prezintă un coeficient m constant, cu o valoare cuprinsă între 1 și 2 pentru mai multe decade de variație a curentului. Această observație exclude posibilitatea ca ecuația (2) să fie exact o superpoziție a celor două componente de curent din ecuația (1).

Buckingham și Faulkner [3] au propus o teorie pentru justificarea unei caracteristici curent-tensiune de forma generală (2). Cu toate rezultatele obținute, teoria este inconsistentă, deoarece în cadrul unei aproximații conjuncturale nu se face nici o verificare fizică a ipotezelor de lucru, iar teoria nu poate explica coexistența posibilă a acestei componente de curent cu componentele din (1).

Fossum [4] justifică teoretic existența unei caracteristici curent-tensiune pentru o joncțiune PN polarizată direct, de forma generală (2), pentru cazul particular în care $\tau_n = \tau_p = \tau_0$.

În această lucrare se prezintă o teorie a recombinării în regiunea de sarcină spațială pentru joncțiunea PN polarizată direct de un grad de generalitate sporit. Scopul acestei dezvoltări este de a obține expresii analitice pentru viteza netă de generare-recombinare în regiunea de sarcină spațială, în vederea modelării dispozitivelor semiconductoare bipolare.

1. Recombinarea în regiunea de sarcină spațială a unei joncțiuni PN polarizată în direct

Se consideră o joncțiune PN arbitrară, unidimensională, reprezentată în figura 1. Joncțiunea metalurgică este localizată la $x = 0$, iar densitatea netă de donori $N(x)$ este o funcție monoton crescătoare prin regiunea de sarcină spațială (fig. 1a). În figura 1b se prezintă modul aproximativ de variație a concentrațiilor de goluri și de electroni în

* Ing. D. Olteanu și ing. M. Bădilă sînt cercetători la I.C.C.E.-București.

regiunea de sarcină spațială, când se aplică joncțiunii o tensiune de polarizare directă V_F . Aceste

În cvasiechilibru, deci considerînd cvasinivelele Fermi constante în regiunea de sarcină spațială, se poate scrie relația :

$$p \cdot n = n_i^2 \exp \frac{qV_F}{kT}. \quad (4)$$

Curentul de recombinare în regiunea de sarcină spațială este dat de :

$$I_{rec} = q \cdot A_J \int_{-x_p}^{x_n} U(x) dx, \quad (5)$$

unde A_J este aria joncțiunii.

Presupunînd că procesul de generare-recombinare are loc după modelul Shockley-Read-Hall, atunci viteza netă de generare-recombinare a electronilor și golurilor este [5], [6] :

$$U(x) = \frac{p \cdot n - n_i^2}{\tau_p \left[n + n_i \exp \left(\frac{E_t - E_i}{kT} \right) \right] + \tau_n \left[p + n_i \exp \left(\frac{E_i - E_t}{kT} \right) \right]}, \quad (6)$$

unde E_t este nivelul energetic al centrelor de generare-recombinare, iar E_i este nivelul Fermi intrinsec.

Procedura uzuală de evaluare a ecuației (5) este de a presupune că $U(x)$ variază cu x numai prin intermediul variației lui p și n , iar că τ_n , τ_p și $E_t - E_i$ nu sînt afectate de trecerea din materialul p în materialul n [2], [7].

Se impune o generalitate sporită ținînd seamă de posibilitatea, de diferența dintre caracteristicile de generare-recombinare din regiunile p și n . Pentru aceasta se definesc regiunile I și II prezentate în figura 1 și se rescrie expresia curentului de generare recombinare, astfel :

$$I_{rec} = qA_J \int_{-x_n}^0 U(x) dx + q \int_0^{x_n} U(x) dx = I_{rI} + I_{rII}. \quad (7)$$

În regiunea II definită în figura 1, se pot utiliza trăsăturile importante ale procedurii generale pentru evaluarea vitezei nete de generare-recombinare și ale curentului de recombinare [2], [7]. Ecuația (6) devine :

$$U_{II}(x) = \frac{pn - n_i^2}{\tau_{pII} \left[n + n_i \exp \left(\frac{E_{tII} - E_i}{kT} \right) \right] + \tau_{nII} \left[p + n_i \exp \left(\frac{E_i - E_{tII}}{kT} \right) \right]}. \quad (8)$$

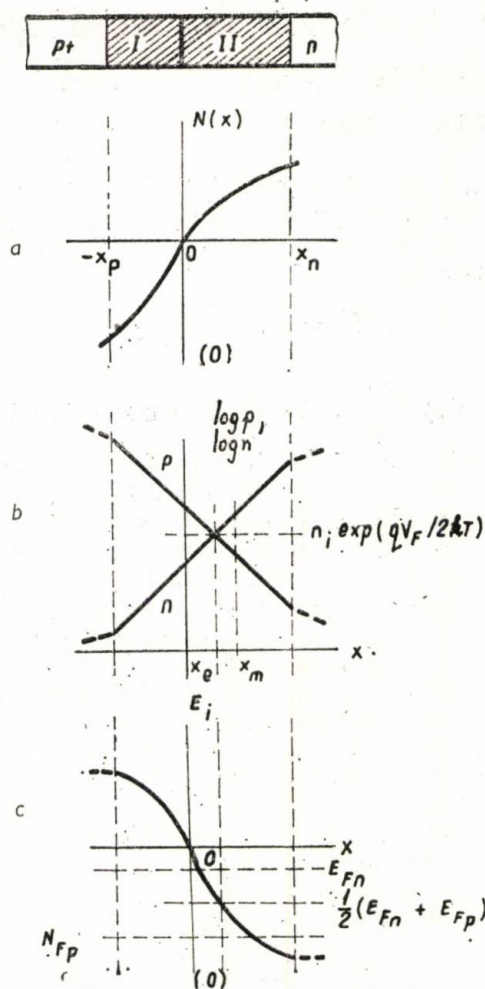


Fig. 1. Reprezentarea unidimensională pentru o joncțiune polarizată direct. Variația spațială a parametrilor semnificativi.

reprezentări calitative ajută la vizualizarea relațiilor dintre diversele concentrații din interiorul regiunii de sarcină spațială. În figura 1c se prezintă variația nivelului Fermi intrinsec și distribuția cvasinivelelor Fermi, în condițiile presupunerii cvasiechilibrului. Pentru acest caz se poate scrie :

$$p(-x_p) > n(x_n). \quad (3)$$

Dacă se ține seamă de condițiile concrete care justifică cu o bună aproximație că $E_{II} \simeq E_i$ și de ecuația (4), se obține:

$$U_{II}(x) = \frac{n_i \left(\exp \frac{qV_F}{kT} - 1 \right)}{\tau_{pII}(n + n_i) + \tau_{nII}(p + n_i)}. \quad (9)$$

Analizînd expresia (9), se constată că valoarea maximă a funcției $U_{II}(x)$ se obține într-un punct x_m , în care concentrațiile de electroni și goluri au valorile:

$$n = n_i \left(\frac{\tau_{nII}}{\tau_{pII}} \right)^{\frac{1}{2}} \exp \frac{qV_F}{2kT};$$

$$p = n_i \left(\frac{\tau_{pII}}{\tau_{nII}} \right)^{\frac{1}{2}} \exp \frac{qV_F}{2kT}.$$

În acest punct:

$$U_{II}(x_m) = U_{II \max} = \frac{n_i \left(\exp \frac{qV_F}{kT} - 1 \right)}{2(\tau_{nII}\tau_{pII})^{1/2} \exp \frac{qV_F}{2kT} + \tau_{nII} + \tau_{pII}}. \quad (10)$$

Întrucît $p(x)$ și $n(x)$ variază exponențial:

$$p(x) = n_i \exp \left(\frac{E_i - E_{FP}}{kT} \right); \quad (11)$$

$$n(x) = n_i \exp \left(\frac{E_{Fn} - E_i}{kT} \right). \quad (12)$$

Se poate scrie:

$$U_{II}(x) = U_{II \max} \exp (-B_{II}|x - x_m|), \quad (13)$$

cel puțin în jurul punctului în care are loc recombinarea semnificativă din regiunea II, punctul $U_{II} = U_{II \max}$. Pentru evaluarea coeficientului B_{II} se egalează derivatele obținute din ecuațiile (9) și (13) și se obține:

$$\pm B_{II} = \frac{qE}{kT} \cdot \frac{q\tau_{nII} - n\tau_{pII}}{\tau_{pII}(n + n_i) + \tau_{nII}(p + n_i)}. \quad (14)$$

Exceptînd punctul $x = x_m$, se poate scrie aproximativ:

$$\frac{p\tau_{nII} - n\tau_{pII}}{\tau_{pII}(n + n_i) + \tau_{nII}(p + n_i)} \simeq \pm 1,$$

unde semnul plus se referă la regiunea $x < x_m$, iar semnul minus la $x > x_m$.

În aceste condiții, expresia (13) devine:

$$U_{II}(x) = U_{II \max} \exp \left(\frac{qE}{kT} |x - x_m| \right). \quad (15)$$

Se remarcă discrepanța care apare în punctul $x = x_m$ în discuția ecuației (14) ca formală, deoarece în acest punct, ecuația (15) arată corect $U_{II} = U_{II \max}$. Expresia analitică (15) arată modul de variație a vitezei nete de generare-recombinare din regiunea de sarcină spațială II a unei joncțiuni PN polarizată direct. Expresia curentului de generare-recombinare va fi atunci:

$$I_{rII} = qA_j U_{II \max} \int_0^{x_n} \exp \left(\frac{qE}{kT} |x - x_m| \right) dx. \quad (16)$$

Rezolvarea integralei din expresia (16) cere cunoașterea variației spațiale a cimpului electric $E(x)$. Într-o primă aproximație se ține însă seamă că contribuția majoră la I_{rII} provine din regiunea din jurul punctului $x = x_m$, în care $U_{II} = U_{II \max}$. Așa cum rezultă din ecuația (15), $U_{II \max}$ scade exponențial cu distanța. În consecință, se poate înlocui în ecuația (16) expresia lui $E(x)$ prin $E(x_m)$, fără ca acest lucru să prejudicieze mult asupra preciziei metodei. Se obține:

$$I_{rII} = qA_j U_{II \max} \frac{kT}{qE(x_m)} \left\{ -2 + \exp \left[\frac{qE(x_m)}{kT} x_m \right] + \exp \left[\frac{qE(x_m)}{kT} (x_n - x_m) \right] \right\}. \quad (17)$$

Ecuația (17) împreună cu (10) servește la calculul curentului de generare-recombinare din regiunea de sarcină spațială II a joncțiunii PN în discuție. Verificările prezentate în paragraful următor arată o concordanță satisfăcătoare cu calculele numerice exacte. Evident că expresia (17) se poate simplifica, dacă observăm că în general termenii exponențiali sînt mult mai mici decît unitatea, deoarece $E(x_m) < 0$. În astfel de situație:

$$I_{rII} \approx 2qA_j \frac{kT}{qE(x_m)} \cdot$$

$$\frac{n_i \left(\exp \frac{qV_F}{kT} - 1 \right)}{2(\tau_{nII}\tau_{pII})^{1/2} \exp \frac{qV_F}{2kT} + \tau_{nII} + \tau_{pII}} \quad (18)$$

pentru $V_F > \frac{3kT}{q}$. Pentru cazul particular în

care $\tau_{nII} = \tau_{pII} = \tau_{II}$, $x_m = x_e$ și relația (18) se simplifică și mai mult:

$$I_{rII} = A j \frac{kT n_i}{\tau_{II} |E(x_m)|} \exp \frac{qV_F}{2kT}, \quad (19)$$

pentru $V_F > \frac{3kT}{q}$.

Expresiile (17), (18) sau (19), indiferent de gradul lor de precizie, arată clar dependența „clasică” a curentului de recombinare din regiunea de sarcină spațială II de tensiunea de polarizare directă V_F :

$$I_{rII} \sim \exp \frac{qV_F}{2kT}.$$

Pe baza unor considerente similare cu cele prezentate anterior, expresia vitezei nete de generare-recombinare din regiunea I va fi:

$$U_I(x) = \frac{n_i^2 \left(\exp \frac{qV_F}{kT} - 1 \right)}{\tau_{pI} (n + n_i) + \tau_{nI} (p + n_i)}. \quad (20)$$

Pentru valori τ_{nI} și τ_{pI} comparabile se constată că minimul expresiei de la numitorul ecuației (20) se află la $x = 0$. Deci, dacă în întreaga regiune I, τ_{pI} și τ_{nI} sînt constante, atunci pentru $x = 0$ îi corespunde $U_I = U_{max}$. Analizînd modul de variație a concentrației de goluri și electroni în regiunea I, se constată că peste tot $p(x) \gg n(x)$ și atunci (20) devine:

$$U_I(x) = \frac{n_i^2 \left(\exp \frac{qV_F}{kT} - 1 \right)}{\tau_{nI} \cdot p(x)}, \quad (21)$$

iar:

$$U_{Imax} = \frac{n_i^2 \left(\exp \frac{qV_F}{kT} - 1 \right)}{\tau_{nI} p(0)}. \quad (22)$$

În continuare se va da o expresie convenabilă pentru $p(0)$. Ținînd seamă de ecuațiile (11) și (12), se poate scrie la $x = -x_p$:

$$p(-x_p) = n_i \exp \left[\frac{E_i(-x_p) - E_{FP}}{kT} \right]. \quad (23)$$

Combinînd (11) cu (23):

$$p(x) = p(-x_p) \exp \left[\frac{E_i - E_i(-x_p)}{kT} \right]. \quad (24)$$

Așa cum s-a indicat în figura 1c, s-a ales $E_i(0) = 0$ pentru a stabili un nivel de referință pentru energie și atunci din (22) rezultă:

$$p(0) = p(-x_p) \exp \left[-\frac{E_i(-x_p)}{kT} \right]. \quad (25)$$

Similar se arată că:

$$n(0) = n(x_n) \exp \left[\frac{E_i(x_n)}{kT} \right]. \quad (26)$$

Întrucît s-a considerat $p(-x_p) > n(x_n)$ sau $N(-x_p) > N(x_n)$, $x_p < x_n$ va deveni în așa fel încît să asigure neutralitatea sarcinii. De exemplu, pentru o joncțiune PN abruptă există relația $x_p = \frac{N_D}{N_A} x_n$.

În consecință:

$$E_i(-x_p) < -E_i(x_n). \quad (27)$$

Deci variația lui E_i în partea p a regiunii de sarcină spațială este mai mică decît în partea n. Pentru o joncțiune abruptă se poate scrie:

$$E_i(-x_p) = \frac{x_p}{x_n} [-E_i(x_n)] = \frac{N_D}{N_A} [-E_i(x_n)]. \quad (28)$$

Se introduce un parametru f definit de relația:

$$E_i(-x_p) = f[-E_i(x_n)], \quad (29)$$

unde cel puțin pentru o polarizare fixată, f este o constantă care satisface:

$$0 < f < 1. \quad (30)$$

Relația (29) este o consecință a asimetriei joncțiunii. Pentru o joncțiune abruptă, din ecuația (28) rezultă:

$$f = \frac{x_p}{x_n} = \frac{N_D}{N_A}.$$

În cazul cel mai general, f va fi o funcție relativ slabă de tensiunea de polarizare V_F . Se presupune atunci că această dependență de tensiune este neglijabilă și că f definit de ecuația (29) este o constantă care satisface (30) și a cărei valoare este determinată numai de morfologia joncțiunii.

Modificarea totală a energiei electronilor de-a lungul regiunii de sarcină spațială este legată de variația potențialului pe joncțiune în modul următor:

$$E_i(-x_p) - E_i(x_n) = q\Phi_T.$$

Folosind ecuația (29), se obține :

$$E_i(-x_p) = q\Phi_T \left(\frac{f}{1+f} \right).$$

Utilizând acest rezultat în ecuația (25), se obține :

$$p(0) = p(-x_p) \exp \left[-\frac{q\Phi_T \left(\frac{f}{1+f} \right)}{kT} \right]. \quad (32)$$

Neglijând căderile de tensiune pe regiunile evasineutre, care sînt ne semnificative în condițiile nivelului mic de injecție, se poate scrie

$$\Phi_T = \Phi_B - V_F;$$

$$p(0) = Kn_i \exp \left[\frac{q \left(\frac{f}{1+f} \right) V_F}{kT} \right], \quad (33)$$

unde :

$$K \equiv \frac{p(-x_p)}{n_i} \exp \left[-\frac{q \frac{f}{1+f} \Phi_B}{kT} \right]. \quad (34)$$

Utilizînd expresia concentrației de goluri în punctul $x = 0$ furnizată de (33) în ecuația (22), se obține viteza netă de generare-recombinare maximă :

$$U_{I \max} = \frac{n_i^2 \left(\exp \frac{qV_F}{kT} - 1 \right)}{\tau_{nI} Kn_i \exp \left[\frac{q \left(\frac{f}{1+f} \right) V_F}{kT} \right]} \approx \frac{n_i}{K \tau_{nI}} \exp \left[\frac{qV_F}{(1+f)kT} \right], \quad (35)$$

dacă $V_F > \frac{3kT}{q}$. Dacă se are în vedere expresia (30) rezultă că :

$$1 < m = 1 + f < 2. \quad (36)$$

Folosind o tehnică similară cu cea utilizată în analiza generării-recombinării din regiunea de sarcină spațială II, se aproximează :

$$U_I(x) = U_{I \max} \exp(-B_I |x|). \quad (37)$$

B_I se evaluează egalînd derivatele obținute din ecuațiile (21) și (37) și atunci din ecuația (7) folosind (37), se obține :

$$I_{rI} \approx qA_I U_{I \max} \exp \int_{-x_p}^0 \exp \left(\frac{qE(x)}{kT} |x| \right) dx.$$

Folosind un argument $E(x)$ similar cu cel prezentat anterior, se înlocuiește $E(x)$ din integrantul de mai sus prin valoarea sa în punctul în care $U_I = U_{I \max}$ deci prin $E(0)$. Se obține în final :

$$I_{rI} \approx qA_I U_{I \max} \frac{kT}{qE(0)} \left[-1 + \exp \left(\frac{qE(0)}{kT} x_p \right) \right]. \quad (38)$$

Ecuația (38) împreună cu (35) servește la calculul curentului de generare-recombinare din regiunea de sarcină spațială I.

Ecuația (38) se poate simplifica prin neglijarea termenului exponențial :

$$I_{rI} \approx A_I \frac{kTn_i}{K \tau_{nI} |E(0)|} \exp \left[\frac{qV_F}{(1+f)kT} \right], \quad (39)$$

pentru $V_F > \frac{3kT}{q}$.

Expresiile (38) și (39) pun în evidență o componentă de curent de generare-recombinare care provine din regiunea I a stratului de sarcină spațială și care are o dependență de tensiune de polarizare în direct de forma (2) :

$$I_F = I'_{sr} \exp \left(\frac{qV_E}{mkT} \right);$$

unde $1 < m < 2$, deci o dependență „neclasică”.

Expresiile analitice simple prezentate mai sus pentru vitezele nete de generare-recombinare și curenții corespunzători pentru cele două regiuni definite în figura 1 pot fi utilizate cu succes în modelarea dispozitivelor. În paragraful următor se analizează corectitudinea acestor expresii și implicit a teoriei prezentate.

2. Verificarea teoriei generării-recombinării în regiunea de sarcină spațială a unei joncțiuni PN polarizată direct

Verificarea se va face comparînd rezultatele obținute din aplicarea acestei teorii cu cele obținute din alte tratări analitice sau semianalitice prezentate în literatură, precum și cu rezultatele obținute din tratarea numerică.

Sah, Noyce și Shockley [2] au obținut soluții pentru variația spațială a vitezei nete de generare-recombinare și pentru curentul de generare-recombinare, considerînd că de-a lungul regiunii de sarcină spațială potențialul electrostatic variază liniar cu o pantă dată de cîmpul mediu din această regiune. Problema a fost reluată de Sah [8] într-o tratare a joncțiunii liniar gradate, în care a considerat constanța evasinivelurilor Fermi în regiunea de sarcină spațială și a folosit o func-

ție de potențial ca soluție inițială în rezolvarea ecuației lui Poisson. S-au făcut două presupuneri pentru panta funcției de potențial: — aproximația 1, — care este identică cu cîmpul mediu utilizat în [2]; — aproximația 2 — care presupune că panta este dată de $\frac{2}{3}$ din maximul de cîmp la joncțiunea metalurgică.

Sah [8] a apreciat că a doua aproximație este cea mai bună. Valabilitatea teoriei sale a fost verificată de Kennedy și O'Brien [9], care au furnizat o analiză numerică exactă pentru joncțiunile liniar gradate. Concluzia obținută a fost aceea că aproximația 1 este superioară și că ea este satisfăcătoare pentru cele mai multe din scopurile ingineresti.

Recent problema a fost reluată de Choo [10] care a comparat rezultatele obținute prin aceste metode cu calculele numerice desfășurate după metoda inițiată de Gummel [11]. Se ajunge la concluzia că aproximația 2 este superioară aproximației 1. Se compară în continuare rezultatele obținute pe baza celor două aproximații definite mai sus, a calculelor numerice și a teoriei propuse în paragraful 1, pe care o vom numi aproximația 3. Se consideră dispozitivul utilizat în lucrarea [10]—diodan⁺—p—p⁺ cu o arie de $A_J=2\text{ cm}^2$. Profilul de impurități este prezentat în mod aproximativ în figura 2. Figura 3 este

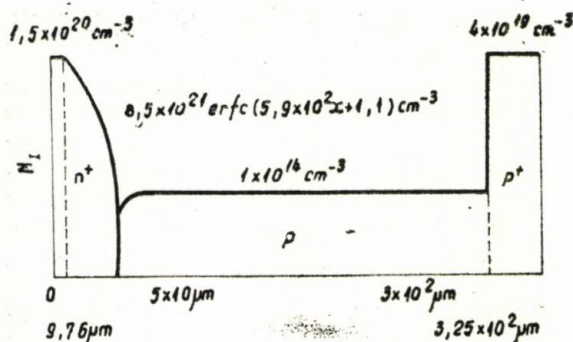


Fig. 2. Profilul de impurități ale dispozitivului considerat în calcul.

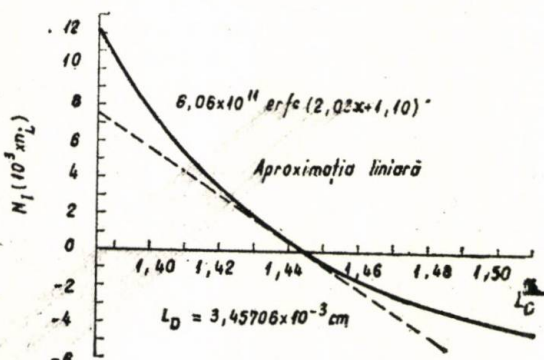


Fig. 3. Grafic expandat al distribuției de impurități din figura 2 în regiunea joncțiunii.

un grafic expandat al distribuției de impurități din regiunea din vecinătatea joncțiunii. Gradientul de impurități la joncțiune este $a = 4,8 \times 10^{17} \text{ cm}^{-4}$. Calculele utilizează modelul Shockley-Read-Hall [5], [6] cu $E_i \approx E_c$ și $\frac{\tau_{n0}}{\tau_{p0}} = 10$ pentru toate regiunile. Valorile timpilor de viață al gurilor sint prezentate în tabelul 1 ($D_0 = 1 \text{ cm}^2/\text{s}$; $qD_0/L_D^{-1} = 6,488 \times 10^{-7} \text{ A/cm}^2$).

Tabelul 1

Regiunea	n ⁺ uniformă	n ⁺ difuzată	p	p ⁺
τ_{p0}, s	$4,5 \times 10^{-8}$	2×10^{-6}	2×10^{-6}	2×10^{-10}

Teoria prezentată în paragraful 2 prezice pentru acest dispozitiv dominația fenomenelor de generare-recombinare din regiunea II la tensiuni directe mici. Pentru determinarea expresiei cîmpului electric $E(x_m)$ necesar calculului variației spațiale a vitezei nete de generare-recombinare ecuația (17) și a curentului ecuația (19), se adoptă aproximația cea mai simplă:

$$E = \frac{\Phi_B - V_F}{W} = \text{const.},$$

unde W este grosimea regiunii de sarcină spațială; Φ_B — tensiunea internă a joncțiunii metalurgice p-n; V_F — tensiunea directă.

Rezultatele obținute sint prezentate în figurile 4 și 5. Se constată că aproximațiile 2 și 3

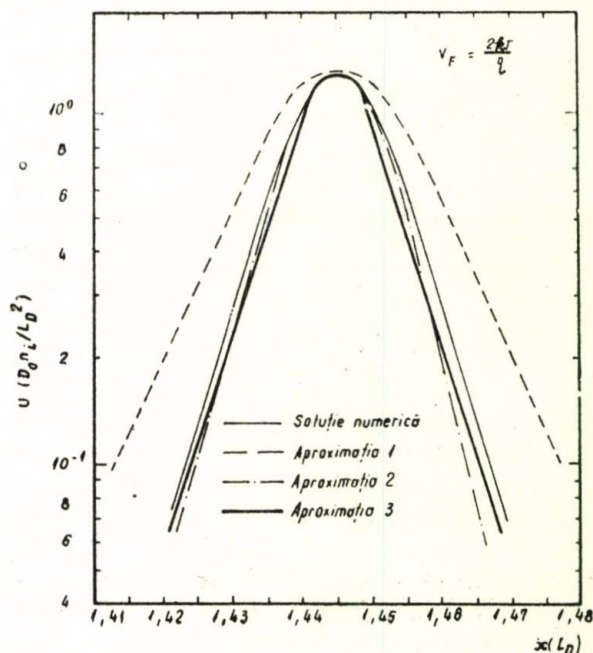


Fig. 4. Variația spațială a vitezei nete de generare-recombinare pentru $V_F = \frac{2kT}{q}$.

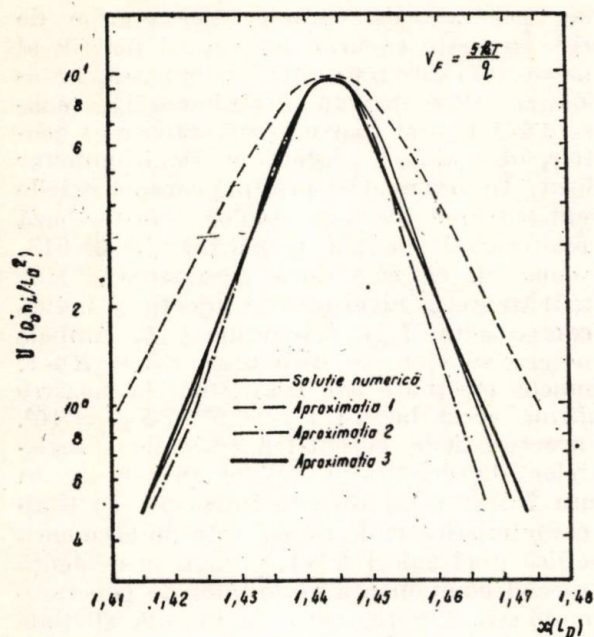


Fig. 5. Variația spațială a vitezei nete de generare-recombinare pentru $V_F = \frac{5kT}{q}$.

sint aproximativ echivalente ca nivel de precizie și superioare aproximației 1. În sfârșit, tabelul 2 prezintă calculele pentru curentul

Tabelul 2

V_F	$J_{rg} \quad (qD_0n_i/L_D)$			
	Soluția exactă	Aproximația 1	Aproximația 2	Aproximația 3
$2 \frac{kT}{q}$	$3,00 \times 10^{-2}$	$4,26 \times 10^{-2}$	$2,65 \times 10^{-2}$	$4,06 \times 10^{-2}$
$5 \frac{kT}{q}$	$2,40 \times 10^{-1}$	$3,30 \times 10^{-1}$	$2,07 \times 10^{-1}$	$3,15 \times 10^{-1}$

de generare-recombinare din regiunea de sarcină spațială II pe baza celor 3 aproximații și a metodei numerice. Rezultatele din tabelul 2 arată că aproximația 2 este cea mai apropiată de soluția exactă față de care prezintă o deviație a 12% pentru $V_F = 2 \frac{kT}{q}$ și de 14%

pentru $V_F = 5 \frac{kT}{q}$. Aproximația a 3-a prezintă o deviație de 35%, respectiv 31%, în timp ce aproximația 1 prezintă o deviație de 42%, respectiv 38%. Analiza acestor date pune în evidență faptul că aproximația 3 este superioară aproximației 1 cu toate că aceasta necesită calcule mult mai laborioase.

În concluzie, se poate afirma că teoria prezentată în paragraful 1 este o aproximație rezonabilă. Având în vedere simplitatea ei și

faptul că reușește să explice din punct de vedere teoretic modul general de variație a caracteristicilor curent-tensiune, rezultă că această aproximație poate fi utilizată cu succes în calculele ingineresti.

3. Tipuri de caracteristici (I,V) ale joncțiunilor PN polarizată direct

La nivel mic de injecție, dacă se neglijează recombinarea la suprafață, expresia curentului total care curge prin joncțiunea PN polarizată direct este:

$$I_F = I_{dif} + I_{rec} = I_{dif} + I_{rec I} + I_{rec II}, \quad (40)$$

cind $V_F > 3 \frac{kT}{q}$.

În funcție de condițiile concrete de realizare tehnologică a joncțiunii și de temperatura acesteia, toate componentele din ecuația (40) pot să afecteze semnificativ caracteristica curent-tensiune în direct a dispozitivului. În stabilirea ponderii diverselor componente, un rol important revine factorului K definit de ecuația (34). Astfel dacă $K \gg 1$ atunci $I_{rec II} > I_{rec I}$, iar dacă $K \ll 1$, $I_{rec II} < I_{rec I}$. În cazul în care $K \approx 1$ ambele componente vor fi semnificative.

Teoria face posibilă prezicerea formei generale a caracteristicii curent-tensiune în funcție de valoarea factorului K care depinde direct de profilul net de impurități. Apar ca posibile două tipuri de caracteristici corespunzător situațiilor:

a — $K \gg 1$. Această situație se întâlnește la joncțiunile superficiale, abrupte, tipice pentru joncțiunea emitor-bază a tranzistoarelor planare. Componenta $I_{rec I}$ este neglijabilă în comparație cu $I_{rec II}$, care este semnificativă la tensiuni directe mici. Pe măsură ce tensiunea de polarizare crește, componenta semnificativă devine I_{dif} , putându-se astfel asigura, în condiții de polarizare directă normală, o eficiență de emitor acceptabilă și deci un factor de câștig în curent satisfăcător.

b — $K \ll 1$ sau $K \approx 1$. În aceste situații cind curentul de difuzie este nesemnificativ, efectele recombinării în regiunea de sarcină spațială I, definesc caracteristica curent-tensiune la nivel mic de injecție. Astfel de cazuri sint comune la joncțiunile colector-bază ale tranzistoarelor și în diodele ordinare, deci la joncțiuni adinci cu gradienti mici de impurități I_{II} poate fi semnificativ la tensiuni directe mici, dar caracteristicile sint de fapt dominate de I_{I} pe mai multe decade de variație a curentului. Datorită dominației curentului de recombinare în curentul total al joncțiunii, timpii de stocare vor fi relativ mici. Efectul stocării purtătorilor minoritari în exces în regiunile neutre, din care se dezvoltă I_{dif} , este neglijabil. De

aceea tranzistoarele de comutație rapidă au joncțiuni colector-bază în care I_{rec} este dominant, ciștigul lor invers în curent este mic din cauza eficienței mici a joncțiunii colector-bază.

Figurile 6 și 7 prezintă caracteristici experimentale ridicate pentru a ilustra cele două

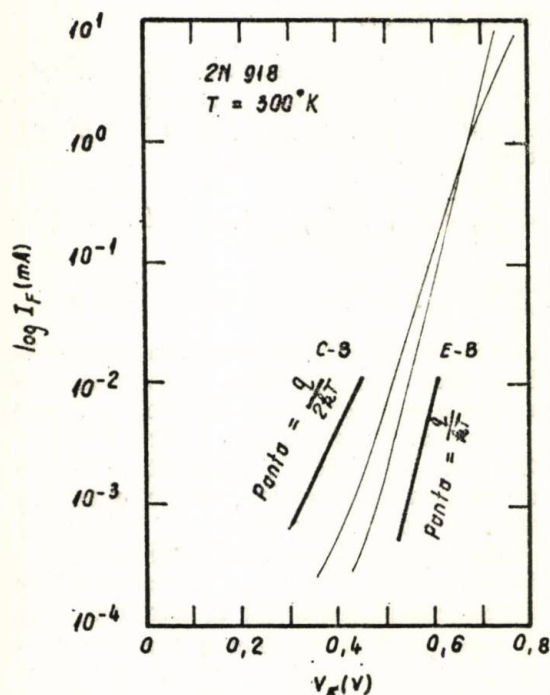


Fig. 6. Caracteristici experimentale (I , V) pentru joncțiunile colector-bază și emitor-bază obținute pe tranzistorul 2N918.

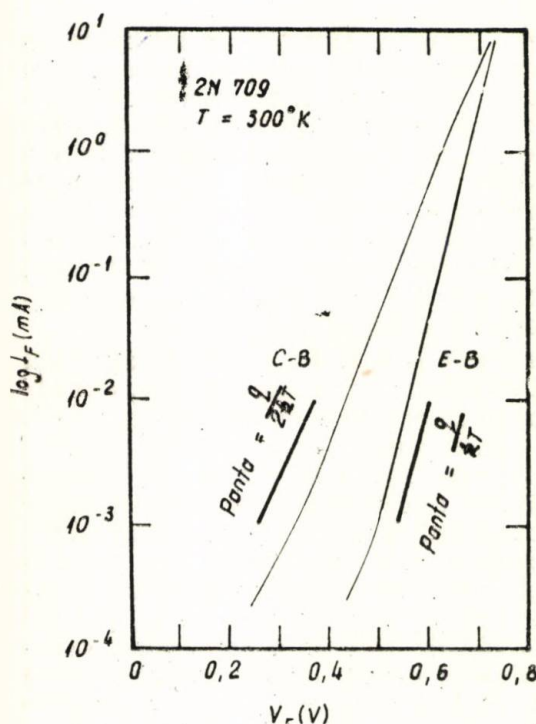


Fig. 7. Caracteristici experimentale (I , V) pentru joncțiunile colector-bază și emitor-bază obținute pe tranzistorul 2N709.

forme generale de caracteristici prezise de teorie. În toate cazurile terminalul inactiv al tranzistorului este scurtcircuitat la masă. Tranzistoarele alese pentru experimentări, realizate în ICCE, sînt foarte asemănătoare ca geometrie, dar diferă materialul semiconductor utilizat. În figura 6 se prezintă caracteristicile curent-tensiune ale joncțiunilor colector-bază și emitor-bază pentru tranzistoarele 2N918. Se constată că cele două caracteristici sînt asemănătoare la nivel mic de injecție și indică o componentă I_{rec} nesemnificativă. Ambele caracteristici sînt specifice unor valori $K \gg 1$. Calculele efectuate pe tranzistoarele noastre confirmă acest lucru: $K_{BE} \approx 10^8$ și $K_{BC} \approx 10^6$.

Caracteristicile curent-tensiune ale tranzistoarelor de comutație 2N709 prezentate în figura 7 sînt mult diferite între ele. În timp de caracteristica emitor-bază este de asemenea specifică unei valori $K \gg 1$, punind în evidență în special componenta curentului de generare-recombinare din regiunea de sarcină spațială II, caracteristica joncțiunii colector-bază prezintă o formă generală specifică unor valori $K \approx 1$. Rezultatele calculelor făcute pentru aceste dispozitive indică valorile de $K_{BE} \approx 1,1 \times 10^4$ și $K_{CB} = 32$. În figura 7 se observă că pe întreg domeniul de curent pe care a fost ridicată caracteristica curent-tensiune pentru joncțiunea colector-bază este dominantă componenta datorată proceselor de generare-recombinare din regiunea I a joncțiunii. Ca metodă de utilizare a teoriei prezentate se propune metoda comparativă, astfel încît să se poată realiza evitarea folosirii în calcule a unor parametri imprecis calculabili în cazurile practice. O exemplificare a propunerii se găsește în tabelul 3 ($A_{JB\ 2N\ 2369} = 0,74 \times 10^{-4} \text{cm}^2$; $A_{JB\ 2N\ 709} = 0,42 \times 10^{-4} \text{cm}^2$; $K_{CB\ 2N\ 2369} \approx 16$). Valorile obținute pentru raportul timpilor de viață se consideră a fi într-o bună concordanță cu realitatea.

Tabelul 3

V_{CB} (V)	0,4	0,42	0,44	0,46	0,48	0,5
$I_{CB2N708}$ (μA)	5	7,6	12	18	28,8	45,7
$I_{CB2N2369}$ (μA)	7,85	12	18,6	28,8	45,7	72,4
m (2N2369; 2N709) (—)	1,68	1,68	1,68	1,68	1,68	1,68
$\tau_{I2N2369}$ (—)	2,52	2,24	2,36	2,2	2,22	2,23
τ_{I2N709}						

4. Concluzii

Lucrarea prezintă un model de calcul pentru viteza netă de generare-recombinare și pentru curentul de generare-recombinare din regiunea de sarcină spațială a unei joncțiuni PN polarizată direct. Acest mod de calcul

are avantajul utilizării unor expresii analitice simple care, așa cum s-a arătat, conduc la o precizie satisfăcătoare pentru calcule ingineresti. Teoria poate explica alura generală a caracteristicii curent-tensiune pentru o joncțiune PN polarizată direct, lucrarea prezentând rezultate experimentale în sprijinul considerentelor teoretice.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Shockley, W. *Theory of p-n junction in semiconductor and p-n junction transistors*. În: B.S.T.J., vol. 28, p. 436–489, 1949.
- [2] Sah, C. T., Noyce, R. N., Shockley, W. *Carrier generation and recombination in p-n junction and p-n junction characteristics*. În: Proc. IRE, vol. 45, p. 1228–1243, 1957.
- [3] Buckingham N.J., Faulkner E.A., *On the theory of logarithmic silicon diodes*. În: The Radio and Electronic Engineer, vol. 38, p. 33, 39, 1969.

- [4] Fossum, J.G. *A theory predicting the forward current-voltage characteristics of p-n junction*. Sandia Lab. Tech. Memo, SC-TM-720 820, 1973.
- [5] Hall, R.N. *Electron-hole recombination in germanium*. În: Phys. Rev., vol 87, p. 387, 1952.
- [6] Shockley, W., Read, Jr. W.T. *Statistics of the recombination of holes and electrons*. În: Phys. Rev., vol 87, p. 835, 1952.
- [7] Grove, A.S. *Physics and Technology of Semiconductor Devices*. New York, Wiley, 1967.
- [8] Sah, C.T. *Effects of electrons and holes on the transition layer characteristics of linearly graded p-n junctions*. În: Proc. of. IRE, vol 49, p. 603–618, 1961.
- [9] Kennedy, D. P., O'Brien, R.R. *On the mathematical theory of the linearly-graded p-n junction*. În: I.B.M. Journal of research and development, vol. 11, p. 252–270, 1967.
- [10] Choo, S.C. *Space-charge recombination in a forward-biased p-n junction*. În: Solid-State Electronics, vol. 14, p. 1201–1208, 1971.
- [11] Gummel, H.K. *A self-consistent iterative scheme for one-dimensional steady-state transistor calculations*. În: IEEE Trans on Electron Devices. vol ED-11, p. 455–465, 1964.

CZ 621.316.729

STABILIZATOARE DE TENSIUNE
PROTECȚIE LA SUPRACURENTSurse de tensiune stabilizate prevăzute cu limitarea prin întoarcere
a curentului electric

ANCA MANUELA MANOLESCU și CORNELIU BURILEANU* — București

692360

Una dintre problemele majore întâlnite la proiectarea surselor de tensiune stabilizate, prevăzute cu tranzistor de putere serie, constă în protejarea elementului serie pentru a nu se distruge prin disiparea unei puteri excesive, datorată fie unui supracurent, fie unor scurt-circuite la ieșire.

Pentru limitarea curentului de ieșire trebuie folosite circuite speciale, care să răspundă suficient de repede în vederea realizării unei protecții eficiente a tranzistorului serie și în același timp să permită revenirea la funcționarea normală de stabilizator de îndată ce suprasarcina este înlăturată. De asemenea este de dorit ca protecția la supracurent să reducă cât mai puțin posibil performanțele stabilizatorului.

În figura 1 este prezentată o posibilitate de limitare a curentului debitat în sarcină de un stabilizator de tensiune [1]. Circuitul de protecție, inclus în interiorul conturului punctat, este proiectat astfel încât să se prezinte ca o rezistență serie de valoare ridicată în condițiile conectării unei suprasarcini la ieșirea stabilizatorului și ca o rezistență neglijabilă pentru funcționarea normală a acestuia.

Caracteristica de ieșire a schemei din figura 1. este prezentată în figura 2. După cum se

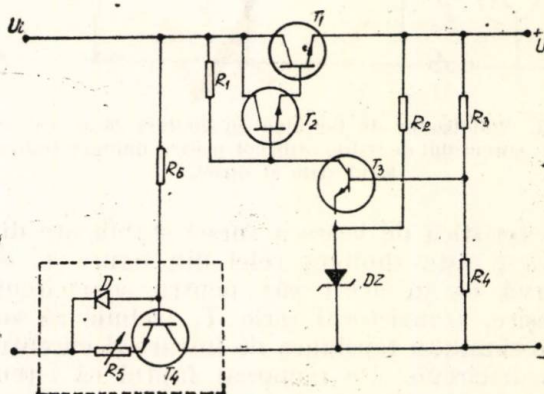


Fig. 1. Stabilizator de tensiune cu limitarea la o valoare fixă a curentului de ieșire, necesitând un tranzistor de putere suplimentar pentru realizarea protecției.

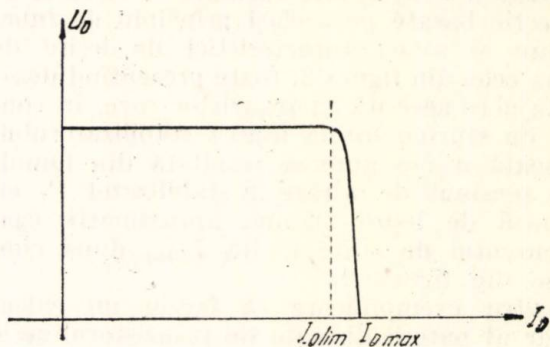


Fig. 2. Caracteristica de ieșire a unui stabilizator de tensiune cu limitare la o valoare fixă a curentului de ieșire.

* Ing. A. M. Manolescu este șef de lucrări la Inst. politehnic — București, iar ing. C. Burileanu lucrează în cadrul aceluiași institut.

observă, în condiții de scurtcircuit la ieșire, la bornele tranzistorului T_4 va apare întreaga tensiune U_i ; simultan prin tranzistor va trece curentul maxim determinat de rezistența R_5 și dioda D . Evident, tranzistorul T_4 va trebui să poată disipa puterea rezultantă. Ca urmare, deși schema din figura 1 permite realizarea limitării și reglării valorii curentului maxim de ieșire utilizând un circuit simplu, fără pierderi de putere în timpul funcționării normale, ea are dezavantajul că necesită un al doilea tranzistor de putere capabil să preia simultan curentul de scurtcircuit și tensiunea de intrare în stabilizator.

O variantă mai economică este prezentată în figura 3 [1]. În acest caz, tranzistorul serie al sursei stabilizate este utilizat și pentru limitarea curentului de ieșire, fiind comandat în acest scop prin intermediul tranzistorului T_4 , care este blocat pentru o funcționare normală.

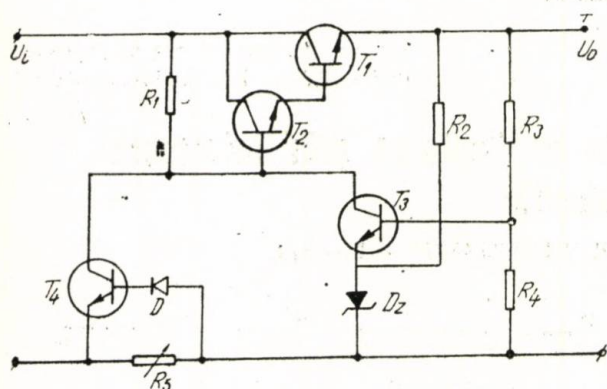


Fig. 3. Stabilizator de tensiune cu limitare la o valoare fixă a curentului de ieșire, utilizând pentru limitare tranzistorul serie al sursei.

Caracteristica de ieșire a sursei stabilizate din figura 3 este similară celei din figura 1. Se observă că în acest caz pentru scurtcircuit la ieșire, tranzistorul serie T_1 trebuie să suporte simultan tensiunea de intrare și curentul de scurtcircuit. De remarcat faptul că circuitul de protecție funcționează și cu rezistența R_5 plasată în terminalul pozitiv al stabilizatorului.

Există o serie de alte variante de circuite de protecție bazate pe același principiu de funcționare și având caracteristici de ieșire de forma celei din figura 2, toate prezentând dezavantajul că necesită un tranzistor care, în condiții de scurtcircuit la ieșirea stabilizatorului, să poată disipa puterea rezultată din înmulțirea tensiunii de intrare în stabilizator U_i cu curentul de ieșire maxim, aproximativ egal cu curentul de ieșire limită I_{0lim} , după cum reiese din figura 2.

Pentru exemplificare să facem un calcul sumar al puterii disipate de tranzistorul serie al unui stabilizator de tensiune de 5 V și 3 A, realizat de exemplu după schema din figura 3.

În condițiile unei funcționări normale, la încărcarea maximă, admitind o tensiune de intrare de 10 V, puterea disipată de tranzistorul

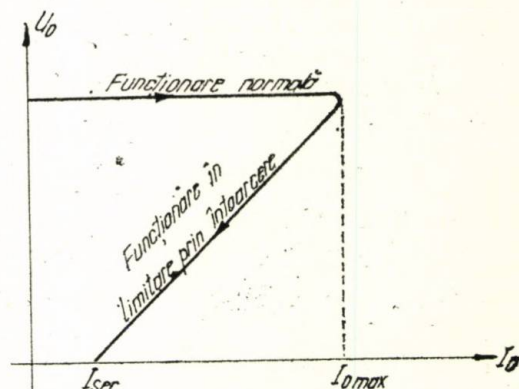


Fig. 4. Caracteristica de ieșire a unui stabilizator prevăzut cu limitare prin întoarcere a curentului de ieșire.

serie va fi $(10-5) \times 3 = 15$ W, însă prin scurtcircuitarea bornelor de ieșire puterea disipată crește la aproximativ $10 \times 3 = 30$ W, adică de două ori.

Limitarea prin întoarcere a curentului de ieșire este o altă metodă de protecție la supra-curent a stabilizatoarelor de tensiune, care elimină dezavantajul prezentat mai sus. Pentru sursele stabilizate prevăzute cu acest tip de limitare, de îndată ce rezistența de sarcină scade sub valoarea corespunzătoare curentului de ieșire maxim, circuitul de protecție reduce tensiunea de ieșire și implicit curentul. Reducând mai mult rezistența de sarcină, tensiunea de ieșire continuă să scadă; ca urmare stabilizatoarele de tensiune prevăzute cu limitarea prin întoarcere a curentului de ieșire au o caracteristică de ieșire de forma celei prezentate în figura 4, adică „îndoită înapoi” (foldback), formă care a generat și denumirea utilizată [2]. Procesul de întoarcere este reversibil, adică dacă pentru funcționarea în limitare sarcina crește, tensiunea și curentul de ieșire cresc. De îndată ce se atinge valoarea maximă

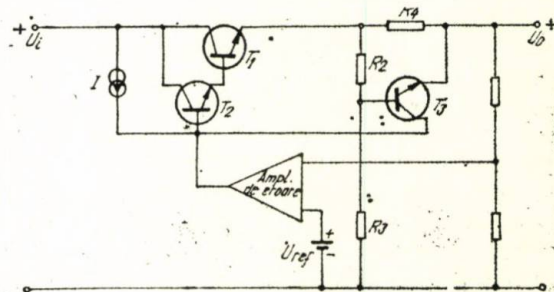


Fig. 5. Stabilizator de tensiune cu limitare prin întoarcere a curentului de ieșire.

a curentului de ieșire, sursa de tensiune revine la funcționarea normală și reîncepe să stabilizeze.

În figura 5 este prezentat un circuit de limitare prin întoarcere a curentului de ieșire [3].

Pentru curenți de ieșire mici tranzistorul T_3 din circuitul de protecție este ușor blocat prin tensiunea aplicată pe baza sa cu ajutorul divizorului format de R_2 și R_3 . Odată cu creșterea curentului prin sarcină, căderea de tensiune pe rezistența R_4 crește, tranzistorul T_3 se deschide și începe să conducă preluând o parte din curentul generatorului de curent constant I , ceea ce are drept rezultat reducerea curentului de bază care comandă tranzistorul serie echivalent format din T_1 și T_2 . De îndată ce curentul în sarcină depășește valoarea sa maximă I_{0max} , tranzistorul T_3 conduce un curent suficient pentru a determina trecerea stabilizatorului din regimul de funcționare normal în regimul de funcționare în limitare, reducând curentul de bază al lui T_1 în măsură suficientă pentru a determina scăderea tensiunii și implicit a curentului de ieșire. Dacă rezistența de sarcină scade și mai mult, T_3 se deschide mai puternic, iar tensiunea și curentul de ieșire se reduc în continuare.

Performanțele circuitului de limitare prin întoarcere a curentului de ieșire pot fi analizate scriind ecuația pe bucla care conține joncțiunea bază-emitor a tranzistorului T_3 :

$$I_0 R_4 = U_{BE} + U_{R_2}, \quad (1)$$

unde U_{BE} este tensiunea bază-emitor a tranzistorului T_3 , iar U_{R_2} reprezintă tensiunea la bornele rezistenței R_2 :

$$U_{R_2} = \frac{R_2}{R_2 + R_3} U_0, \quad (2)$$

în ipoteza neglijării curentului de bază al tranzistorului T_3 față de curentul prin R_2 .

Pentru valoarea maximă a curentului de ieșire I_{0max} , deci chiar înainte de inițierea întoarcerii, relația are forma:

$$I_{0max} R_4 = U_{BE} + U_{R_2}. \quad (3)$$

Scurtcircuitând bornele de ieșire, $U_0 = 0$ și deci ținând seamă de relația (2), se obține:

$$I_{scr} R_4 = U_{BE}. \quad (4)$$

Se poate calcula raportul dintre curentul de scurtcircuit și curentul maxim:

$$\frac{I_{scr}}{I_{0max}} = \frac{U_{BE}}{U_{R_2} + U_{BE}}. \quad (5)$$

Rezultă că pentru a avea un curent de scurtcircuit cât mai mic trebuie ca:

$$U_{BE} \ll U_{R_2} + U_{BE},$$

adică:

$$U_{R_2} \gg U_{BE}. \quad (6)$$

Tensiunea U_{R_2} nu poate fi însă mărită prea mult deoarece aceasta implică, după cum reiese din relația (3), folosirea unei rezistențe R_4 de valoare ridicată, cu toate dezavantajele corespunzătoare (disipație mare, înrăutățirea performanțelor de stabilizare). Pentru stabilizatorul de 5 V și 3 A, utilizat pentru exemplificare și anterior, se va alege ca soluție de compromis $U_{R_2} = 0,4$ V; de asemenea este preferabil ca tranzistorul T_3 să fie cu germaniu datorită valorii mai mici a tensiunii bază-emitor ($U_{BE} = 0,2$ V). În aceste condiții $R_4 = 0,2 \Omega$ și va disipa pentru curentul maxim o putere de 1,8 W. Înlocuind valorile precedente în relația (5), se obține.

$$\frac{I_{scr}}{I_{0max}} = 0,33.$$

Este interesant de comparat puterea disipată pe tranzistorul serie în acest caz cu valorile obținute, pentru protecția prin limitarea curentului de ieșire calculate anterior. Astfel, la încărcarea maximă puterea disipată este tot de 15 W, dar în condiții de scurtcircuit la ieșire devine $10 \times 3 \times 0,33 \approx 10$ W. Pentru exemplul analizat rezultatul obținut este destul de convenabil. Dacă însă tensiunea stabilizată este de valoare mai mare sau dacă curentul de ieșire este mult mai mic, rezultatele care se pot obține nu vor mai fi satisfăcătoare. În aceste cazuri, în scopul reducerii puterii disipate pe tranzistorul serie pentru scurtcircuit la ieșire la nivelul de putere corespunzător funcționării normale în condiții de încărcare maximă, este necesară o reducere mai drastică a curentului de scurtcircuit. Din analiza făcută rezultă că pentru aceasta este necesar să se reducă membrul drept al relației (4). În acest scop se propune alimentarea bazei tranzistorului T_3 din circuitul de protecție de la o tensiune pozitivă U'_i , mai mică decât tensiunea de ieșire a sursei stabilizate, după cum se arată în figura 6. Într-ade-

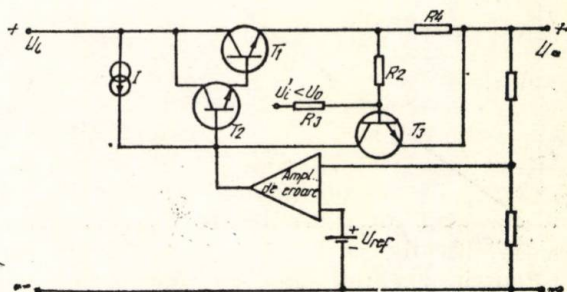


Fig. 6. Stabilizator de tensiune cu limitare prin întoarcere a curentului de ieșire, permițând reducerea la zero a curentului de scurtcircuit.

văr, scriind din nou ecuația pe bucla care conține joncțiunea bază-emitor a lui T_3 și particularizind-o, se obțin expresiile:

$$I_{0\max} R_4 = U_{BE} + (U_0 - U'_i) \frac{R_2}{R_2 + R_3}; \quad (7)$$

$$I_{scr} R_4 = U_{BE} - U'_i \frac{R_2}{R_2 + R_3}. \quad (8)$$

Relația (8) pune în evidență avantajul esențial al metodei propuse, și anume posibilitatea de reducere a curentului de scurtcircuit la valori foarte mici; în plus, deoarece pentru reducerea curentului de scurtcircuit nu mai este necesară îndeplinirea unei condiții restrictive de tipul celei din relația (6), rezultă posibilitatea de reducere a valorii rezistenței

R_4 și implicit a puterii disipate pe această rezistență.

Ca și în cazul precedent, se poate calcula raportul dintre curentul de scurtcircuit și curentul maxim de ieșire:

$$\frac{I_{scr}}{I_{0\max}} = \frac{U_{BE} - \frac{R_2}{R_2 + R_3} U_i}{U_{BE} - \frac{R_2}{R_2 + R_3} (U_0 - U'_i)}. \quad (9)$$

Pentru exemplificare se revine la sursa de 5 V și 3 A analizată înainte și se va indica o metodă sumară de proiectare a circuitului de protecție cu limitarea prin întoarcere a curentului de ieșire (varianta din fig. 6). Consi-

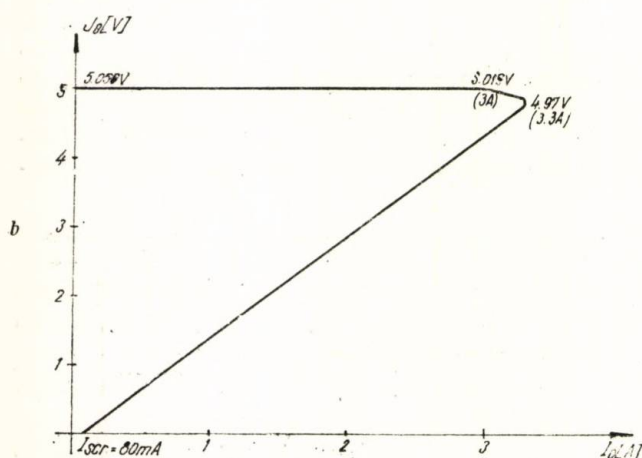
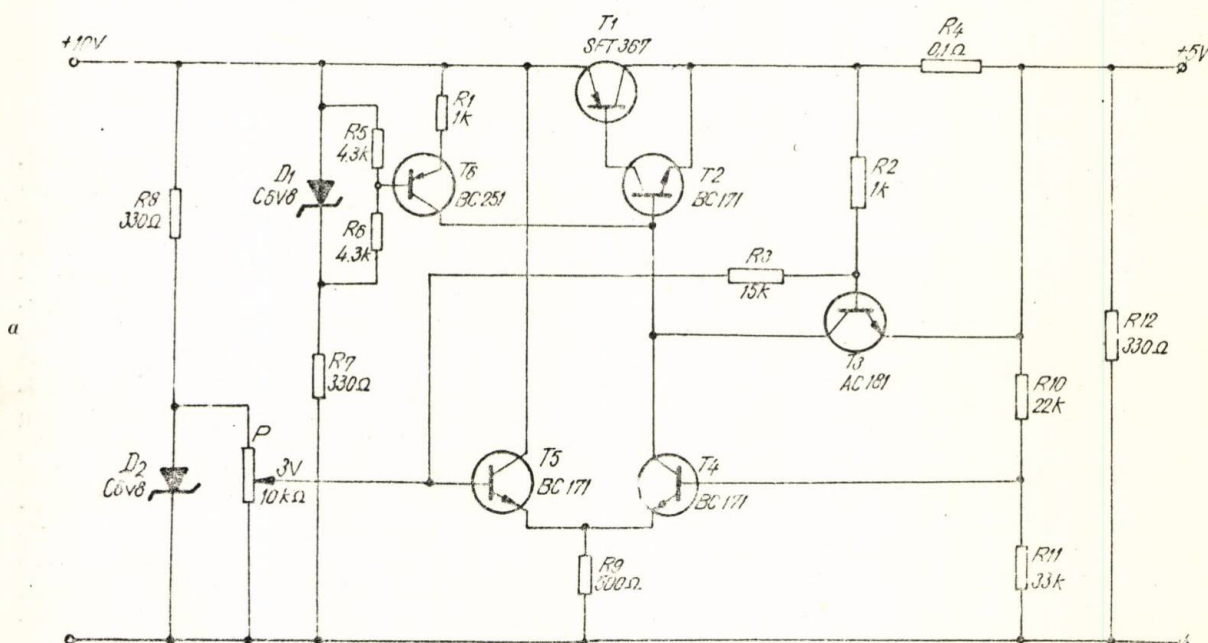


Fig. 7. Stabilizator de tensiune de 5 V și 3 A, prevăzut cu limitarea prin întoarcere a curentului de ieșire, realizat după schema de principiu din figura 6:

a — schema electrică; b — caracteristica de ieșire.

derind $U'_i = 3$ V și $U_{BE} = 0,18$ V (tranzistor cu germaniu AC 180), și impunând $I_{scr} = 0$ din relația (8), rezultă:

$$\frac{R_2}{R_2 + R_3} = \frac{1}{16,6}.$$

În continuare din expresia (7) se poate calcula valoarea rezistenței R_4 necesară pentru obținerea curentului maxim de ieșire impus. Deoarece trecerea de la funcționarea normală la funcționarea în limitare (fig. 4) nu se face brusc, fiind determinată de caracteristica de transfer $I_C = f(U_{BE})$ a tranzistorului T_3 , în proiectare se va lua acoperitor $I_{0\max} = 3,5$ A. Se obține $R_4 = 0,1$ Ω, căreia îi corespunde o putere disipată maximă de 1,25 W.

În figura 7 se dă schema completă a stabilizatorului de 5 V și 3 A realizată experimental,

utilizând limitarea prin întoarcere a curentului de ieșire după metoda propusă. Ca amplificator de eroare s-a utilizat un etaj diferențial realizat cu tranzistoarele T_4 și T_5 . Pentru mărirea amplificării în buclă deschisă, în scopul îmbunătățirii performanțelor de stabilizare, rezistența din colectorul tranzistorului T_4 a fost înlocuită cu un generator de curent constant. Alimentarea bazei tranzistorului de protecție s-a făcut de la tensiunea de referință aplicată pe baza lui T_5 prin rezistențele R_2 și R_3 , care realizează raportul de divizare calculat anterior. S-a ales $R_2 = 1 \text{ k}\Omega$ și $R_3 = 15 \text{ k}\Omega$ pentru a satisface ipoteza simplificatoare admisă la deducerea relației (2). În figura 7 b se dă caracteristica de ieșire, măsurată experimental; curentul maxim este de 3,3 A, curentul de scurtcircuit de 80 mA, iar rezistența internă corespunzătoare domeniului de stabilizare este de $10 \text{ m}\Omega$.

De precizat că obținerea unui curent de scurtcircuit diferit de zero, pozitiv dar foarte mic, este favorabilă. Într-adevăr cazul $I_{scr} = 0$ este critic din punct de vedere practic, deoarece acest curent se poate modifica ușor datorită toleranțelor componentelor, îmbătrânirii lor etc., fie spre valori pozitive ($U_{scr} = 0$), fie spre valori negative ($U_{scr} < 0$). Ultima situație trebuie evitată fiindcă împiedică revenirea la funcționarea normală de stabilizator de îndată ce se înlătură suprasarcina. De aceea, se recomandă utilizarea unor valori diferite de zero pozitive și foarte mici pentru curentul de scurtcircuit. Evident, se poate încerca să se facă un calcul exact și pentru această situație, dar, deoarece proiectarea su-

mară propusă anterior este foarte rapidă, se preferă un reglaj experimental.

Se subliniază că schema din figura 7 a este indicată în scopul ilustrării eficienței metodei de protecție propuse. Evident, schema poate fi în continuare îmbunătățită în ceea ce privește performanțele de stabilizator, utilizând metode cunoscute: de exemplu, drept sursă de referință se poate folosi în locul diodei Zener D_2 o altă sursă stabilizată, ceea ce ar avea drept efect îmbunătățirea stabilizării în raport cu variațiile tensiunii de intrare și implicit o reducere a brumului de la ieșire.

În concluzie, limitarea prin întoarcerea curentului de ieșire, comparativ cu limitarea acestuia la o valoare fixă, reduce substanțial puterea disipată pe tranzistorul serie al sursei stabilizate de tensiune, lucrind în condiții de scurtcircuit.

Față de schema clasică prezentată în figura 5, la care valoarea minimă a curentului de scurtcircuit este condiționată de curentul și tensiunea de ieșire a stabilizatorului, în figura 6 se prezintă o schemă care înlătură această limitare permițind, printr-o proiectare adecvată, reducerea acestui curent la valori foarte mici.

BIBLIOGRAFIE

- [1] x x x R.C.A. Solid-State Power Circuits. Designer's Handbook, 1971.
- [2] Bulucea, C., Vais, M., Profeta, H. Circuite integrate liniare. București, Ed. tehnică, 1976.
- [3] x x x Application Considerations for Hybrid Series Voltage Regulators. R.C.A. Application Note AN-6026.

CZ 631.396.72

TRANZISTOR CU SILICIU
MĂSURARE, IMPEDANȚĂ
AMPLIFICATOR DE PUTERE R.F.

Măsurarea impedanței de intrare și a câștigului tranzistorilor de R.F. la nivel mare, amplificator de 20 W (1,5 la 30 MHz) realizat cu tranzistorul 2N3632

DAN PUPEZA și VASILE MUNTEANU * — București

Introducere

Astăzi comunicațiile pe tot globul se efectuează în majoritate în US. Aparatura modernă a trecut de la AM, DSB la SSB, datorită avantajelor prezentate de acest mod de lucru. Din cauza multitudinii rețelelor existente, cât și a condițiilor de propagare apare ca o nece-

sitate stringentă posibilitatea schimbării rapide atât a frecvenței de lucru, cât și a antenelor emițătoarelor respective.

Dacă schimbarea frecvenței în excitator este rezolvată prin folosirea sintetizatoarelor de frecvență, în emițătoarele cu tuburi acest lucru este mai dificil de făcut, deoarece banda de înaltă frecvență fiind destul de largă (1,5–30 MHz), devine indispensabilă refacerea mai multor acorduri.

* Ing. D. Pupeza este cercetător științific pr. la I.C.E. — București iar ing. V. Munteanu, cercetător științific la același institut.

Datorită progresului tehnologic din ultimul deceniu al dispozitivelor semiconductoare, astăzi există tranzistori R.F. de putere ce pot furniza până la 200 W pe bucată, cu o frecvență de tăiere de circa 200 MHz. În aceste condiții, emițătorii pot fi realizați în întregime cu tranzistori, oferind astfel posibilitatea amplificării în întreaga bandă, fără necesitatea efectuării vreunui acord. La un astfel de emițător de bandă largă schimbarea frecvenței de lucru poate fi efectuată simplu, fără a folosi comutatoare greoaie și durează mai puțin de 1 s.

Realizarea însă a amplificatoarelor de putere tranzistorizate și de bandă largă, impune o tehnică deosebită în ceea ce privește adaptarea și obținerea câștigului cât mai constant în toată banda de lucru.

1. Calculul impedanței de intrare și al câștigului la tranzistorii de putere

Un amplificator de putere de bandă largă trebuie să îndeplinească două condiții importante:

a. Impedanța de intrare să fie constantă și rezistivă în întreaga bandă. Această condiție este impusă de faptul că impedanța de intrare a etajului este întotdeauna impedanța de sarcină a etajului anterior. Pentru ca câștigul etajului anterior să fie cât mai puțin influențat trebuie ca VSWR*-ul la cuplarea celor două etaje să fie cât mai mic cu putință.

b. Câștigul în putere al etajului să fie cât se poate de constant în întreaga bandă. Aceasta, deoarece etajul final nu poate fi cuprins în nici o buclă de control automat al amplificării, din cauza eventualelor neadaptări cu sarcina, iar eventualele reglaje parametrice făcute la nivel mic sînt dificile și micșorează versatilitatea etajului final.

În cele ce urmează se prezintă două metode de determinare a câștigului și a impedanței de intrare a tranzistorilor de putere.

1.1. Calcul din măsurătoare directă la semnal mare utilizînd vectorvoltmetrul. Calculul impedanței de intrare și câștigului tranzistorului poate fi făcut pornind de la circuitul echivalent și făcînd măsurători la semnal mic asupra tranzistorului respectiv [1]. Aceasta este o metodă teoretică, al cărui succes depinde de exactitatea cu care poate fi determinat circuitul echivalent și, în general, de cunoașterea intimă a structurii tranzistorilor respectivi. Datorită estimărilor necesare, calculul nu poate fi pe deplin satisfăcător, ceea ce face ca această metodă să devină practic neutilizabilă în proiectarea amplificatoarelor de putere de bandă largă.

Principalii parametri ce trebuie determinați pentru proiectare sînt: impedanța de intrare și câștigul amplificatorului pentru o putere dată și variația lor cu frecvența. Mai interesează modificarea acestor mărimi pentru diferite puteri de ieșire, ținînd seamă totodată de

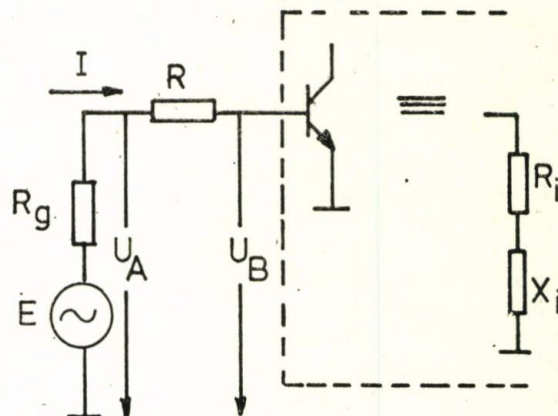


Fig. 1. Circuitul de măsură a impedanței de intrare și câștigului.

variațiile de temperatură datorate atât mediului, cât și regimului termic în sine.

Pentru determinarea acestor mărimi se prezintă o metodă care se bazează pe schema din figura 1.

Astfel, printr-o măsurătoare a modulului tensiunilor $\underline{U}_A$ și $\underline{U}_B$ și a defazajului dintre ele, cunoscînd valoarea rezistenței R , se pot determina $\underline{Z}_i$ și G .

Pentru mărirea preciziei măsurătorii, R poate fi modificat de la caz la caz, în funcție de frecvență, tranzistor și putere. Deoarece în cazul etajelor de putere mare partea reală a impedanței de intrare a tranzistorului este foarte mică, de ordinul ohmilor, efectele parazite și, în special, efectul inductanțelor serie, devin importante la frecvențe mari. În acest caz R poate fi considerat ca o impedanță complexă $\underline{Z} = R + jX = |\underline{Z}| e^{j\psi}$. Această impedanță poate fi măsurată cu o punte sau cu un vectorimpedanțmetru. În ultimul caz, în urma măsurătorii rezultă $|\underline{Z}|$ și ψ .

Dacă tensiunile $\underline{U}_A$ și $\underline{U}_B$ se măsoară cu un vectorvoltmetru, și se consideră $\underline{U}_A$ ca origine de fază, rezultă:

$$\underline{U}_A = |\underline{U}_A| \quad (1)$$

$$\underline{U}_B = |\underline{U}_B| e^{j\varphi}, \quad (2)$$

unde $|\underline{U}_A|$ și $|\underline{U}_B|$ sînt modulele tensiunilor, iar φ este defazajul dintre ele.

Valorile tensiunilor măsurate sînt valori eficiente.

Mărimile cunoscute sînt deci:

$$|\underline{Z}|, \psi, |\underline{U}_A|, |\underline{U}_B|, \varphi.$$

* VSWR — factor de undă staționară

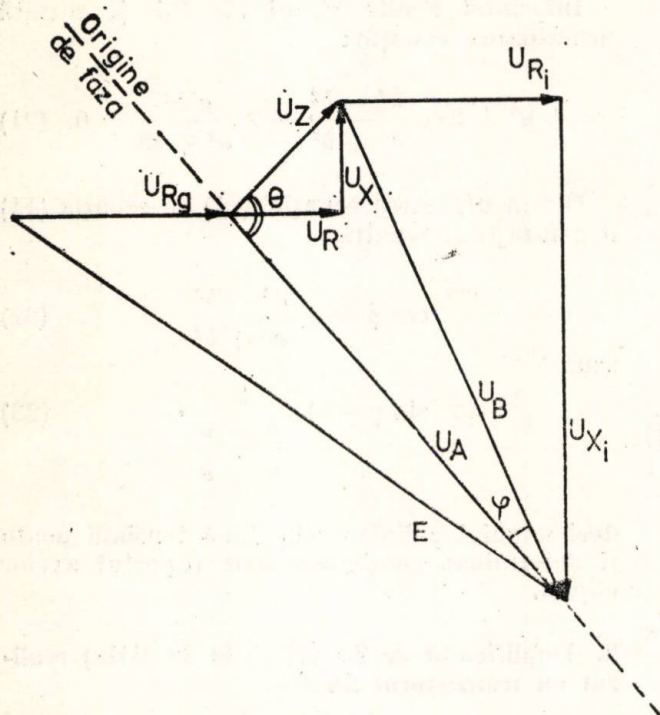


Fig. 2. Diagrama vectorială a tensiunilor din circuitul de măsură.

Diagrama vectorială corespunzătoare schemei din figura 1 este indicată în figura 2.

Calculul decurge după cum urmează:

$$\underline{U}_Z = \underline{U}_A - \underline{U}_B = |\underline{U}_A| - |\underline{U}_B| \cdot e^{j\varphi} = |\underline{U}_Z| \cdot e^{j\theta}, \quad (3)$$

unde:

$$|\underline{U}_Z| = \sqrt{|\underline{U}_A|^2 + |\underline{U}_B|^2 - 2|\underline{U}_A| \cdot |\underline{U}_B| \cos \varphi}; \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \theta &= -\arctg \frac{|\underline{U}_B| \sin \varphi}{|\underline{U}_A| - |\underline{U}_B| \cos \varphi} = \\ &= \arcsin \left(\frac{|\underline{U}_B|}{|\underline{U}_Z|} \sin \varphi \right). \end{aligned} \quad (5)$$

Curentul prin circuit este dat de:

$$\underline{I} = \frac{\underline{U}_Z}{\underline{Z}} = \frac{|\underline{U}_Z| \cdot e^{j\theta}}{|\underline{Z}| \cdot e^{j\psi}} = \frac{|\underline{U}_Z|}{|\underline{Z}|} \cdot e^{j(\theta - \psi)}. \quad (6)$$

Impedanța de intrare în tranzistor este:

$$\underline{Z}_i = \frac{\underline{U}_B}{\underline{I}} = \frac{|\underline{U}_B| \cdot e^{j\varphi}}{\frac{|\underline{U}_Z|}{|\underline{Z}|} \cdot e^{j(\theta - \psi)}} = \frac{|\underline{U}_B| \cdot |\underline{Z}|}{|\underline{U}_Z|} \cdot e^{j(\varphi - \theta + \psi)}. \quad (7)$$

Componentele activă și reactivă ale impedanței de intrare vor fi;

$$R_i = \frac{|\underline{U}_B| \cdot |\underline{Z}|}{|\underline{U}_Z|} \cdot \cos (\varphi - \theta + \psi); \quad (8)$$

$$X_i = \frac{|\underline{U}_B| \cdot |\underline{Z}|}{|\underline{U}_Z|} \cdot \sin (\varphi - \theta + \psi). \quad (9)$$

Puterea necesară la intrare este:

$$\begin{aligned} P_i &= \operatorname{Re} \{ \underline{U}_B \cdot \underline{I}^* \} = \operatorname{Re} \left\{ |\underline{U}_B| \cdot e^{j\varphi} \cdot \frac{|\underline{U}_Z|}{|\underline{Z}|} \cdot e^{-j(\theta - \psi)} \right\} = \\ &= \frac{|\underline{U}_B| \cdot |\underline{U}_Z|}{|\underline{Z}|} \cos (\varphi - \theta + \psi). \end{aligned} \quad (10)$$

Ciștigul în putere este dat de:

$$G = 10 \log \frac{P_0}{P_i}. \quad (11)$$

unde P_0 este puterea la ieșirea tranzistorului, măsurată cu un wattmetru.

Această metodă înlătură toate dezavantajele metodei precedente, deoarece poate fi utilizată indiferent de tipul tranzistorului de putere folosit și nu necesită cunoașterea nici unui parametru de circuit echivalent. În plus, ea înlătură efectele parazite, deoarece tranzistorul poate fi măsurat direct în circuitul în care urmează să fie folosit.

Măsurătoarea fiind totodată destul de simplă, se poate obține o indicație rapidă și directă a variației impedanței de intrare funcție de putere, polarizare, cît și funcție de temperatură. La fel de bine poate fi studiat și efectul neutrodinării sau al reacțiilor negative introduse.

Un alt avantaj al metodei este faptul că poate fi folosit practic orice generator de semnal, deci și atacul tranzistorului prin transformator, ceea ce realizează de la bun început o oarecare adaptare, permițînd un regim de lucru cît se poate de corect.

1.2. *Calcul din măsurătoare directă la semnal mare, utilizînd un voltmetru și un osciloscop cu intrări separate.* Ca aparatură de măsură folosită, în lipsa vectorvoltmetrului, poate fi folosit aproape la fel de bine un osciloscop cu intrări separate pe X și Y, cu care, prin figuri Lissajoux, se poate determina defazajul între tensiunile $\underline{U}_A$ și $\underline{U}_B$, valorile lor eficace măsurîndu-se cu un voltmetru. Osciloscopul trebuie să aibă însă banda suficient de largă pentru a nu introduce erori de fază.

Se presupun tensiunile $\underline{U}_A = x$ și $\underline{U}_B = y$ de aceeași frecvență, dar defazate între ele cu unghiul φ :

$$\begin{aligned} x &= A \sin (\omega t + \varphi) = A (\sin \omega t \cdot \cos \varphi + \\ &+ \sin \varphi \cdot \cos \omega t); \end{aligned} \quad (12)$$

$$y = A \sin \omega t. \quad (13)$$

Pentru calculul funcției ce rezultă prin aplicarea lor pe intrările X și Y ale unui osciloscop, trebuie eliminat timpul dintre cele două relații. Rezultă:

$$x^2 + y^2 - 2xy \cos \varphi - A^2 \sin^2 \varphi = 0. \quad (14)$$

Ecuția de mai sus reprezintă o elipsă rotită cu un unghi ψ . Pentru determinarea semiaxelor ei se face schimbarea de coordonate în

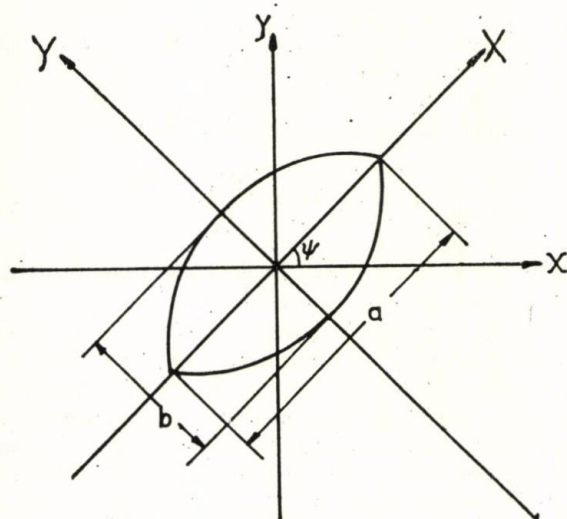


Fig. 3. Elipsa vizualizată pe osciloscop, folosită pentru măsurarea defazajului.

X și Y ca în figura 3, folosind următoarele relații:

$$X = x \cos \psi + y \sin \psi; \quad (15)$$

$$Y = x \sin \psi - y \cos \psi. \quad (16)$$

Ecuția elipsei în (X, Y) este:

$$\frac{X^2}{a^2} + \frac{Y^2}{b^2} - 1 = 0. \quad (17)$$

Utilizând relațiile de mai sus, se obține ecuația elipsei în (x, y) :

$$x^2 \left(\frac{\cos^2 \psi}{a^2} + \frac{\sin^2 \psi}{b^2} \right) + y^2 \left(\frac{\sin^2 \psi}{a^2} + \frac{\cos^2 \psi}{b^2} \right) + 2xy \left(-\frac{1}{a^2} - \frac{1}{b^2} \right) \sin \psi \cos \psi - 1 = 0. \quad (18)$$

Din ecuația care reprezintă elipsa rotită cu un unghi ψ și ecuația anterioară, prin identificare rezultă:

$$\frac{\cos^2 \psi}{a^2} + \frac{\sin^2 \psi}{b^2} = \frac{\sin^2 \psi}{a^2} + \frac{\cos^2 \psi}{b^2} \quad \text{valabilă pentru} \quad \psi_1 = 45^\circ \quad (19)$$

și:

$$\psi_2 = 135^\circ. \quad (20)$$

Înlocuind aceste valori ale lui ψ , rezultă următoarea ecuație:

$$x^2 + y^2 \pm 2xy \frac{a^2 - b^2}{a^2 + b^2} - 2 \frac{a^2 b^2}{a^2 + b^2} = 0. \quad (21)$$

Din identificarea ecuației (21) cu ecuația (14) a defazajului rezultă:

$$\cos \varphi = \pm \frac{a^2 - b^2}{a^2 + b^2} \quad (22)$$

sau:

$$\sin \varphi = \pm \frac{2}{\frac{b}{a} + \frac{a}{b}}, \quad (23)$$

deci unghiul φ dintre cele două tensiuni poate fi determinat cunoscând doar raportul axelor elipsei.

2. Amplificator de 20 W(1,5 la 30 MHz) realizat cu tranzistorul 2N3632

Se prezintă în continuare realizarea unui amplificator de bandă largă, clasă A-B, pentru un emițător de unde scurte de 20 W realizat cu tranzistorul 2N3632 [2].

Măsurarea impedanței de intrare și a câștigului tranzistorului s-a făcut cu metoda indicată la punctul 1.1. Parametrii măsurati sînt indicați în tabelul următor.

f (MHz)	$ U_A $ (V)	$ U_B $ (V)	(φ°)	$ Z $ (ohmi)	(ψ°)
1,5	3,2	2,9	-0,2	15,7	0
15	4	3,2	-13,75	15,86	+ 9,033
30	5,75	3,7	-14,83	16,8	+18,566

Impedanța de intrare, calculată pe baza relațiilor (8) și (9), este dată de relațiile:

$$R_i = \frac{|U_B| \cdot |Z|}{\sqrt{|U_A|^2 + |U_B|^2 - 2|U_A||U_B|\cos \varphi}} \cos \left(\varphi + \arctg \frac{|U_B| \sin \varphi}{|U_A| - |U_B| \cos \varphi} + \psi \right); \quad (24)$$

$$X_i = \frac{|U_B| \cdot |Z|}{\sqrt{|U_A|^2 + |U_B|^2 - 2|U_A||U_B|\cos \varphi}} \sin \left(\varphi + \arctg \frac{|U_B| \sin \varphi}{|U_A| - |U_B| \cos \varphi} + \psi \right) \quad (25)$$

și este indicată pe diagrama din figura 4. Impedanța de intrare s-a normat la 50 ohmi. Câști-

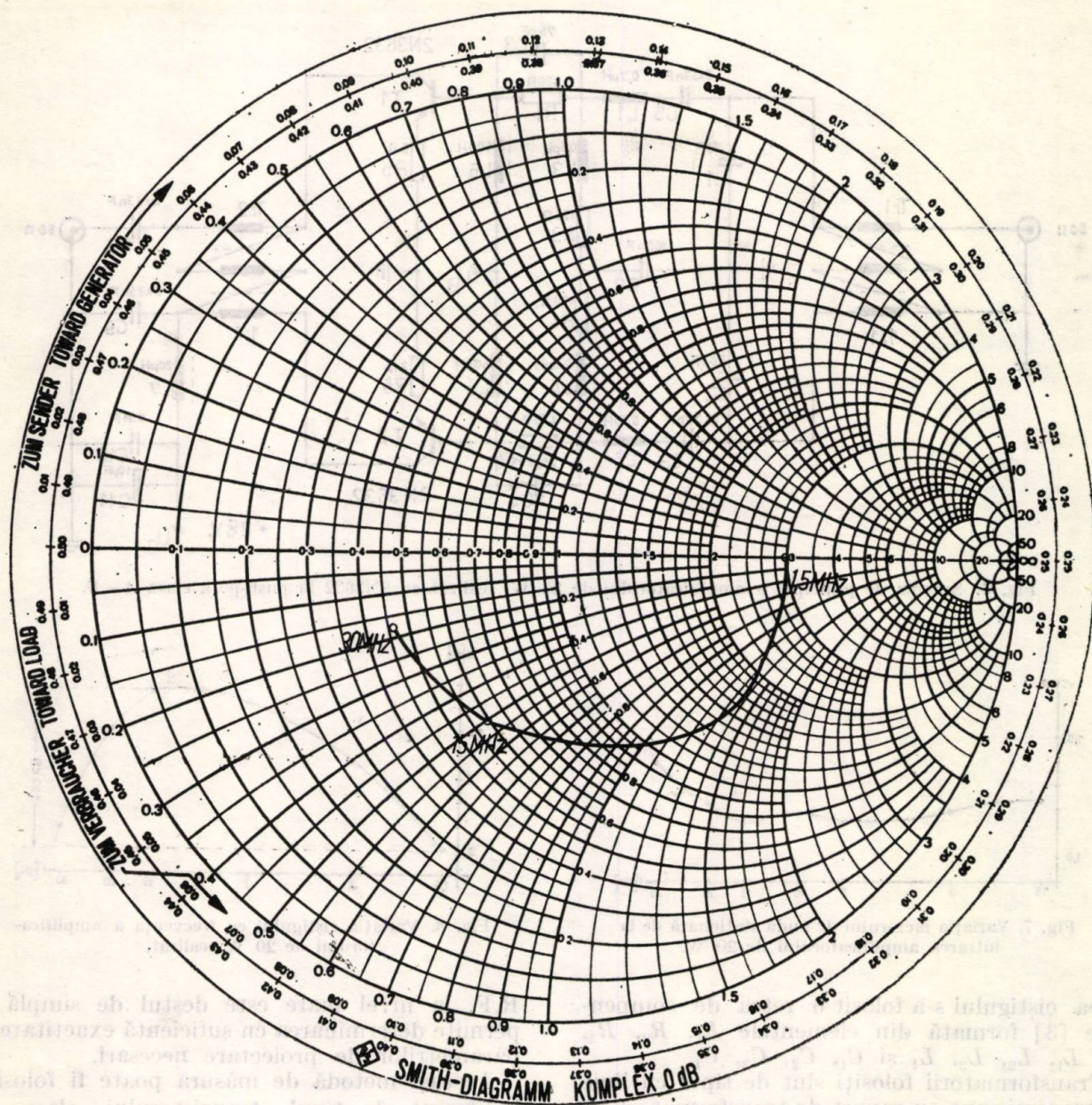


Fig. 4. Impedanța de intrare a tranzistorului 2N3632 în clasa A-B pentru putere de 10 W, impedanța caracteristică $Z_0 = 50$ ohmi.

gul tranzistorului calculat pe baza relației (11) este dat în cazul clasei A de funcționare, de următoarea relație:

$$G = 10 \log P_0 \frac{|Z|}{|\underline{U}_B| \cdot \sqrt{|\underline{U}_A|^2 + |\underline{U}_B|^2 - 2|\underline{U}_A||\underline{U}_B|\cos\varphi}} \cdot \frac{1}{\cos\left(\varphi + \arctg \frac{|\underline{U}_B|\sin\varphi}{|\underline{U}_A| - |\underline{U}_B|\cos\varphi} + \psi\right)} \quad (26)$$

Variația câștigului cu frecvența este prezentată în figura 5. Schema întregului etaj este indicată în figura 6.

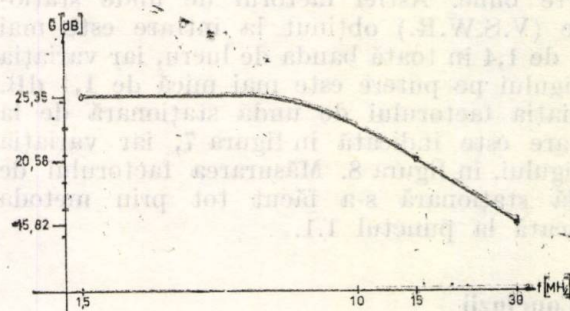


Fig. 5. Variația câștigului tranzistorului 2N3632 cu frecvența.

Pentru adaptarea tranzistorului la intrare în întreaga bandă de frecvență, cit și pentru nive-

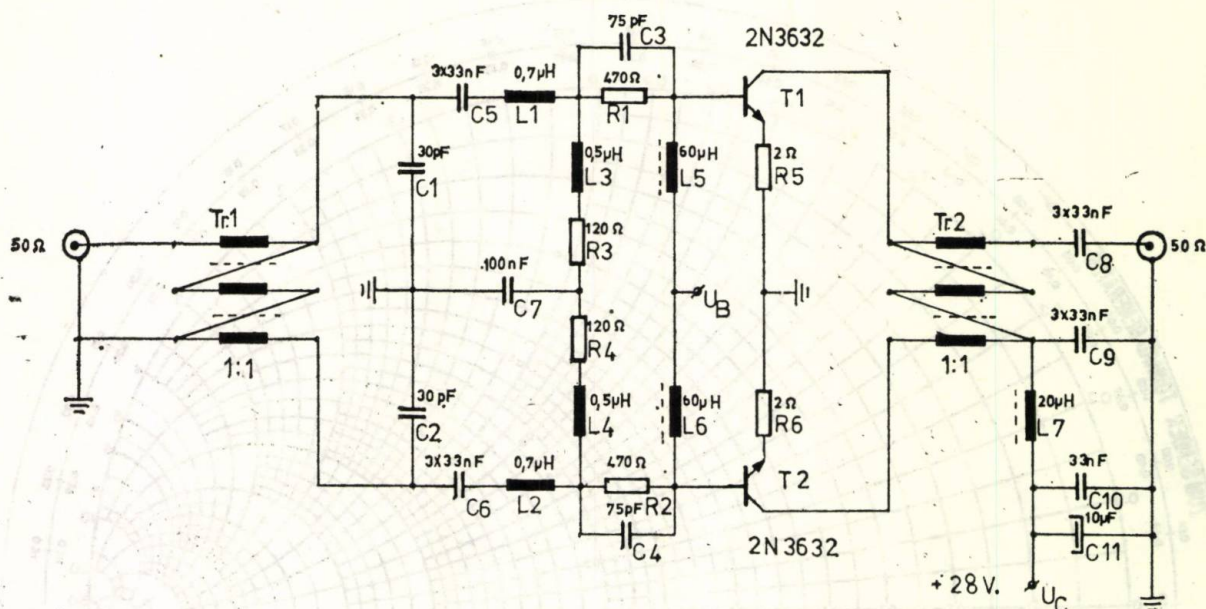


Fig. 6. Schema de principiu a amplificatorului de 20 W, realizat cu 2N3632 în push-pull, clasa A-B.

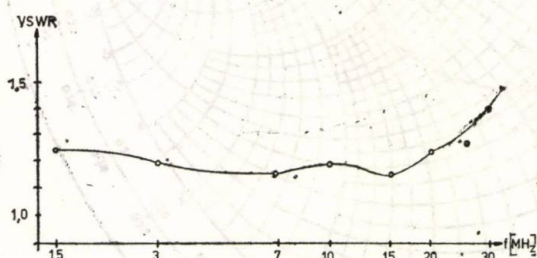


Fig. 7. Variația factorului de undă staționară de la intrarea amplificatorului de 20 W.



Fig. 8. Variația câștigului cu frecvența a amplificatorului de 20 W realizat.

larea câștigului s-a folosit o rețea de compensare [3] formată din elementele R_1 , R_2 , R_3 , R_4 , L_1 , L_2 , L_3 , L_4 și C_1 , C_2 , C_3 , C_4 .

Transformatorii folosiți sînt de tipul cu linie de transmisiune cu raport de transformare 1:1 atât la intrare, cît și la ieșire [4], [5].

Performanțele obținute pe întregul etaj sînt foarte bune. Astfel factorul de unde staționare (V.S.W.R.) obținut la intrare este mai mic de 1,4 în toată banda de lucru, iar variația câștigului pe putere este mai mică de 1,4 dB. Variația factorului de undă staționară de la intrare este indicată în figura 7, iar variația câștigului, în figura 8. Măsurarea factorului de undă staționară s-a făcut tot prin metoda indicată la punctul 1.1.

3. Concluzii

Metoda propusă pentru măsurarea impedanței de intrare și a câștigului tranzistorilor de

R.F. la nivel mare este destul de simplă și permite determinarea cu suficientă exactitate a parametrilor de proiectare necesari.

Aceeași metodă de măsură poate fi folosită indiferent de tipul tranzistorului, clasa de funcționare sau de reacțiile folosite. Totodată metoda poate fi utilizată și în alte benzi de frecvență sau la alte nivele de putere.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Hilbers, A.H. *Large signal Behaviour of R.F. In: Power Transistors*, E.A.B. 31, no. 3, 1972.
- [2] Mulder, J. *On the Design of Transistor R.F. Power Amplifiers*. In: *Electronic Applications* 27, no. 4.
- [3] Nielinger, H. *Optimale Dimensionierung von Breitbandanpassungsnetzwerken*. In: *NTz*, Heft 2, 1968.
- [4] Ruthroff, C.L. *Some Broad-Band Transformers*. In: *Proceedings of the I.R.E.*, vol. 47, august 1959.
- [5] Hilbers, A. H. *High-frequency Wideband Power Transformers*. In: *Electronic Applications Components and Materials*, vol. 30, nr. 2, 1970.

Divizoare cu raport variabil de divizare

VASILE HUȚU și DRAGOȘ ZAHARIA * — București

Introducere

Dezvoltarea radiocomunicațiilor din ultimele decenii și cerințele impuse echipamentelor de radiocomunicații în condițiile unui trafic din ce în ce mai intens a făcut necesară producerea unor frecvențe având precizie, stabilitate și puritate spectrală ridicată. Generarea acestor frecvențe cu stabilitate apropiată de cea a cuarțului pilot se face în sintetizoarele de frecvență.

În ultimii ani, în domeniul sintetizatoarelor de frecvență s-au impus datorită simplității lor, scheme cu bucle blocate în fază. Principiul de funcționare a unui astfel de sintetizor este arătat în figura 1.

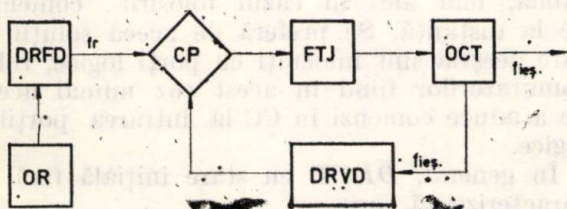


Fig. 1

Un oscilator comandat în tensiune OCT dă la ieșire o frecvență f_{tes} care este divizată de către un divizor cu raport variabil de divizare DRVD și comparată în comparatorul de fază CP cu f_r . Tensiunea de ieșire a comparatorului este trecută prin filtrul de buclă FTJ și comandă oscilatorul OCT. Schema mai conține un oscilator de referință OR și un divizor fix DRFD.

Avantajele acestui principiu sînt: absența oricăror mixări și, decurgînd de aici, lipsa componentelor nearmonice, precum și posibilitatea utilizării pe scară largă a circuitelor integrate digitale.

Numărul de frecvențe ce poate fi obținut la ieșirea OCT este egal cu numărul de rapoarte de divizare programabile în DRVD.

Obiectul prezentei lucrări îl constituie divizoarele cu raport variabil de divizare DRVD, divizoare realizate în întregime în tehnica digitală.

Ele produc pentru n impulsuri aplicate la intrare un singur impuls de ieșire, deci efectuează o divizare printr-un număr n întreg și au posibilitatea programării raportului de divizare — n .

* Ing. V. Huțu este cercetător științific principal la Inst. de cercetări și proiectări electronice, iar ing. D. Zaharia, cercetător științific la același institut.

În general, un DRVD este format dintr-un numărător decadic, un circuit de coincidență și un circuit de readucere. În cadrul unui ciclu de numărare, numărătorul ajunge în starea finală z . Această stare este recunoscută de către circuitul de coincidență, care acționează în circuitul de readucere a numărătorului în starea inițială i . Distanța $z-i$, egală cu valoarea raportului de divizare este variabilă și programată cu ajutorul unor comutatoare de selecție.

Elementele ce trebuie avute în vedere la aprecierea unui DRVD sînt:

1 — simplitatea programării raportului de divizare (întrucît afișarea raportului de divizare este necesar să se facă decadic în cazul operatorilor umani, structura divizorului este de obicei decadică);

2 — numărul de rapoarte de divizare posibil este dat de capacitatea numărătorului și este de dorit ca această capacitate să fie utilizată în întregime;

3 — frecvența de lucru în raport cu puterea consumată este determinată, în primul rînd, de tipul de circuite utilizate, însă o alegere judicioasă a schemei, duce în cazul utilizării unui anumit tip de circuite la o frecvență de lucru apropiată de viteza maximă a circuitelor elementare, fără o mărire apreciabilă a puterii consumate.

Pornind de la structura generală descrisă, două principii de realizare a DRVD sînt posibile [2];

- DRVD cu stare inițială fixă;
- DRVD cu stare finală fixă.

Aceste principii vor fi descrise și analizate în cele ce urmează.

1. DRVD cu stare inițială fixă

Principiul de funcționare a unui astfel de divizor este: numărătorul pornește dintr-o stare inițială fixă și numără pînă ajunge în starea finală z , un circuit de coincidență ale cărui intrări sînt programate sesizează atingerea stării finale și acționează un circuit de readucere a numărătorului în starea inițială. Starea inițială este aleasă de obicei 000...0 din motive de comoditate, deoarece circuitele basculante folosite au o intrare de readucere la zero, CLEAR.

Schema unei decade programabile cu raport de divizare $n = 1-10$, realizată cu circuitul CDB490E este dată în figura 2.

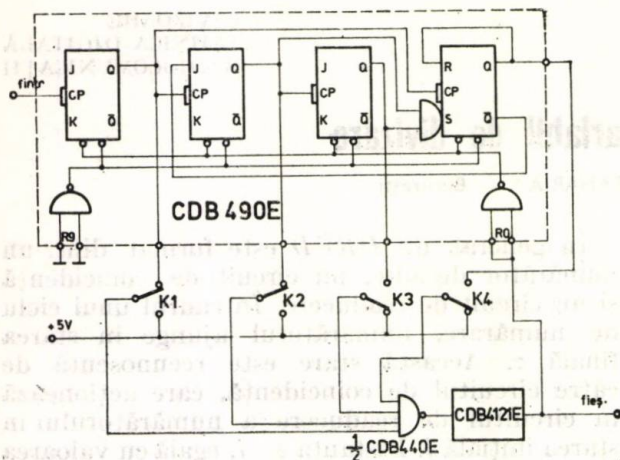


Fig. 2

În cazul în care se utilizează un divizor cu mai multe decade, schema-bloc este cea din figura 3.

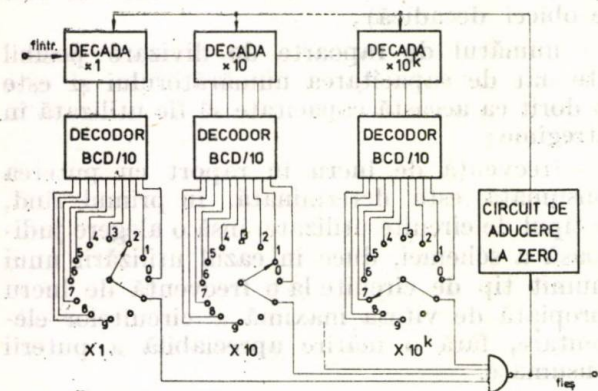


Fig. 3

Notînd :

- t_i — lărgimea impulsurilor de intrare ;
- t_d — timpul de întârziere datorat unei decade ;
- k — numărul de decade ;
- t_c — timpul de întârziere datorat porții de coincidență și decodului ;
- t_a — timpul de întârziere datorat circuitului de aducere la zero,

timpul total de întârziere de la sosirea ultimului impuls pînă la readucerea numărătorului în zero este :

$$t_T = k \cdot t_d + t_c + t_a + t_i. \quad (1)$$

Cum numărătorul trebuie să fie adus în zero înainte de sosirea primului impuls al ciclului de divizare următor, rezultă că perioada T a impulsurilor de intrare trebuie să satisfacă relația :

$$T \geq k \cdot t_d + t_c + t_a + t_i. \quad (2)$$

Pentru date caracteristice ale circuitelor integrate TTL de viteză medie considerînd :

$t_i \leq 100$ ns — corespunzător pentru 4 CBB (funcționare asincronă a decadelor) ;

$$t_c \leq 15 \text{ ns} ;$$

$$t_a \leq 50 \text{ ns} ;$$

$$t_i \geq 20 \text{ ns}$$

și alegînd $k = 3$, rezultă $T \geq 385$, deci :

$$f_{\text{MAX. INTR.}} = \frac{1}{385 \text{ ns}} = 2,6 \text{ MHz.}$$

Rezultă că frecvența maximă de funcționare, de circa 2,6 MHz este considerabil sub frecvența maximă a circuitelor basculante folosite, care este de 15 MHz.

În practică trecerea prin comutatorii $K_1 \dots K_k$ a unor semnale de comutație nu este acceptabilă, mai ales în cazul folosirii comenzii de la distanță. Se preferă de aceea soluții în care aceștia sînt înlocuiți cu porți logice, rolul comutatorilor fiind în acest caz numai acela de a aduce comenzi în CC la intrarea porților logice.

În general, DRVD cu stare inițială fixă se caracterizează prin :

1. Simplitatea circuitelor de programare a raportului de divizare.
2. Dependența frecvenței maxime de funcționare de numărul de decade componente, deci de capacitatea numărătorului.
3. Circuitele basculante folosite pot avea numai intrare CLEAR.

2. DRVD cu stare finală fixă

Principiul de lucru al unui astfel de divizor este : numărătorul pornește dintr-o stare inițială programabilă i și numără n pulsuri pînă ajunge în starea finală z , fixă. Un circuit de coincidență sesizează atingerea stării finale și acționează un circuit de reinscriere a stării inițiale, programabile.

Relația (1) rămîne valabilă și în acest caz ; avantajul acestui principiu este însă că avînd întotdeauna o stare finală fixă se poate alege aceasta în mod convenabil. De exemplu, alegîndu-se această stare 999...9, înaintea sosirii impulsului n , toate decadele sînt în starea 9, cu excepția decadei 1 care este în starea 8. Pentru trecerea în starea 9 a decadei 1 este acționat un singur CBB, deci termenul $k \cdot t_d$ din relația (1) este redus la minim, și este datorat întârzierii produse de un singur CBB.

Folosind aceleași date ca cele din cap. 1, se, determină :

$$T \geq 25 \text{ ns} + 15 \text{ ns} + 50 \text{ ns} + 20 \text{ ns} = 110 \text{ ns,}$$

deci :

$$f \leq \frac{1}{110 \text{ ns}} = 9 \text{ MHz.}$$

Alegerea stării finale $z = 999...9$ aduce și un alt avantaj, legat de modulul de înscriere a stării inițiale programabile. Așa cum reiese din funcționare, fiind dat raportul de divizare, n , și starea finală fixă z , divizorul trebuie să pornească la începutul fiecărui ciclu de divizare din starea inițială :

$$i = z - n.$$

Considerind :

$$n = n_0 \cdot 1 + n_1 \cdot 10 + n_2 \cdot 10^2 + \dots + n_k \cdot 10^k;$$

$$z = 9 \cdot 1 + 9 \cdot 10 + 9 \cdot 10^2 + \dots + 9 \cdot 10^k,$$

rezultă :

$$i = z - n = (9 - n_0) + (9 - n_1) \cdot 10^1 + (9 - n_2) \cdot 10^2 + \dots + (9 - n_k) \cdot 10^k,$$

deci, pentru înscrierea unui raport de divizare dorit se inițializează pe fiecare decadă complementul prin 9 a cifrei zecimale corespunzătoare din raportul de divizare. Schema unei decade asincrone programabile cu stare finală fixă, realizată cu circuite basculante bistabile CDB472E este dată în figura 4.

Dată fiind folosirea frecventă a unor astfel de circuite, au fost realizate decade integrate cuprinzând cele patru circuite basculante bistabile, plus circuitele de înscriere aferente. Un astfel de circuit este SN74192N. Schema unui DRVD cu 3 decade folosind aceste circuite și circuit de coincidență exterior este prezen-

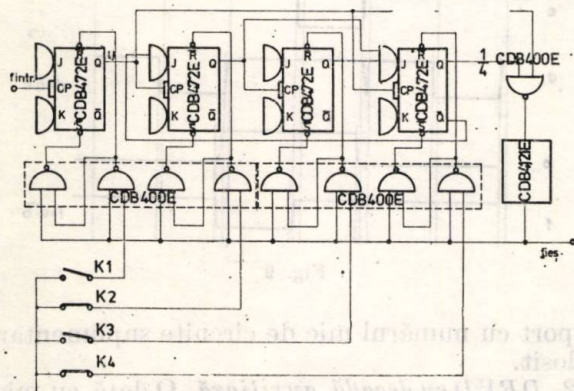


Fig. 4

tată în figura 5. În cazul în care este însă folosită ieșirea CARRY a circuitelor SN74192N, se elimină necesitatea circuitului de coincidență și schema se simplifică mult. Schema

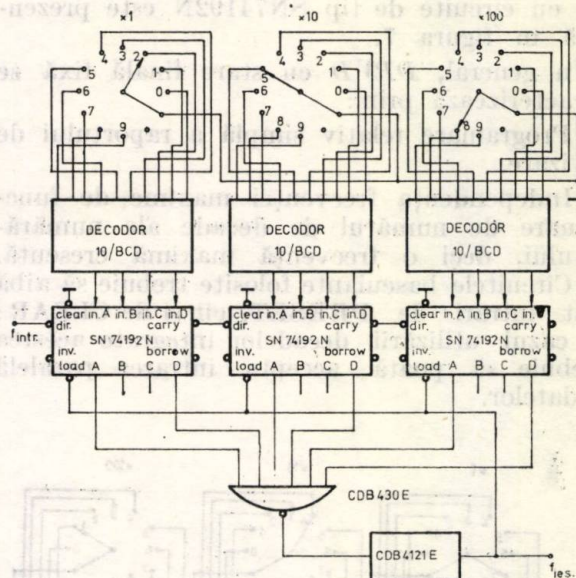


Fig. 5

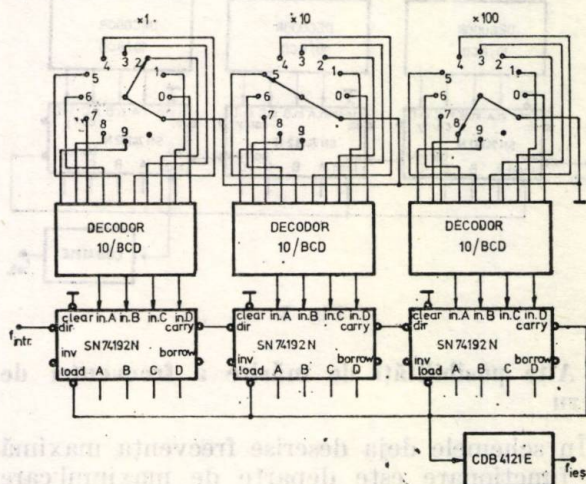


Fig. 6

aceluiași DRVD în care se folosesc ieșirile CARRY este prezentată în figura 6.

În fine, o soluție alternativă de realizare a DRVD cu stare finală fixă care câștigă teren în ultimul timp este aceea a folosirii numărării inverse pentru numărătorul DRVD. În acest caz, numărătorul pleacă din starea inițială $i = n$ și numără invers până ajunge în starea 0. În acest moment este declanșat circuitul de coincidență și este comandată reinscrierea stării inițiale i . Această soluție prezintă avantajele generale ale DRVD cu stare finală fixă și în plus, i fiind egal cu n , înscrierea raportului de programare se face direct, în fiecare decadă fiind înscrisă chiar cifra zecimală corespunzătoare din raportul de divizare. Cu alte cuvinte, acest tip de DRVD permite înscrierea pe intrările de date a raportului de divizare dorit — n , direct în cod BCD. Schema unui DRVD cu stare finală fixă de acest tip reali-

zat cu circuite de tip SN74192N este prezentată în figura 7.

În general, *DRVD* cu stare finală fixă se caracterizează prin:

1. Programare relativ simplă a raportului de divizare.
2. Independența frecvenței maxime de funcționare de numărul de decade ale numărătorului, deci o frecvență maximă crescută.
3. Circuitele basculante folosite trebuie să aibă atât intrări de PRESET, cât și de CLEAR; în cazul utilizării decadelor integrate acestea trebuie să poată accepta intrarea paralelă a datelor.

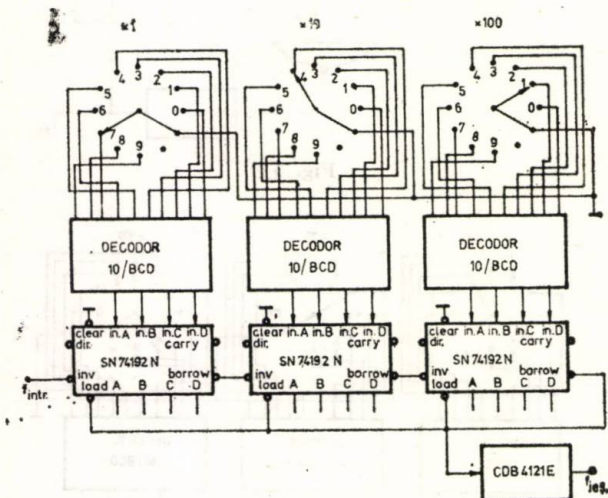


Fig. 7

3. Alte posibilități de mărire a frecvenței de lucru

În schemele deja descrise frecvența maximă de funcționare este departe de maximul care se poate obține cu circuitele utilizate. Această reducere se datorește faptului că între frontul impulsului care aduce numărătorul în starea finală și frontul următor activ, în cadrul divizorului au loc procesele de citire a coincidenței și înscriere a stării inițiale. Cîteva metode fac posibilă apropierea frecvenței maxime de funcționare de viteza maximă a circuitelor elementare.

Principiul utilizat este diferit de la schemă la schemă și cîteva dintre ele vor fi analizate în continuare.

3.1. *DRVD* cu acumularea readucerii. *DRVD* cu acumularea readucerii reprezintă soluționarea problemei măririi frecvenței maxime de funcționare pe calea micșorării la minimum a întârzierii datorate termenilor $k \cdot t_1 + t_c$ din relația (1). În acest scop, se folosește pregătirea readucerii la starea inițială i , începînd de la impulsul $n-1$. În cele ce urmează va fi examinat modul de funcționare a unui astfel de divizor prezentat în figura 8, formele de

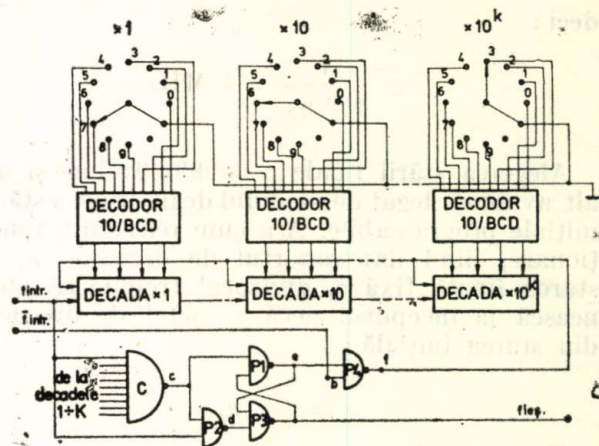


Fig. 8

undă corespunzătoare fiind date în figura 9.

La atingerea stării $n-1$, deci la impulsul $n-1$, poarta C dă un impuls care produce bascularea *CBB* format din $P1$ și $P3$, făcîndu-se astfel pregătirea readucerii. La sosirea următorului impuls pe cea de-a doua intrare a circuitului $P4$, impulsul f de readucere a numărătorului în starea inițială are întârziere față de impulsurile de intrare datorată numai unei singure porți, $P4$.

Avantajele *DRVD* cu acumularea readucerii sînt determinate de faptul că sînt eliminate fluctuațiile frontului posterior al impulsului de readucere, fluctuații ce apar în cazul folosirii unui circuit basculant monostabil lucrînd la frecvență mare; de asemenea, *DRVD* cu acumularea readucerii se caracterizează printr-o mărire considerabilă a frecvenței de funcționare în

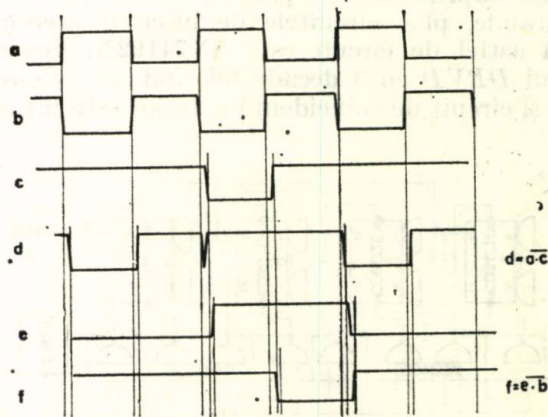


Fig. 9

raport cu numărul mic de circuite suplimentare folosit.

3.2. *DRVD* cu decadă auxiliară. O dată cu micșorarea la limită a termenilor $k \cdot t_1$ și t_c din relația (1), un artificiu apare posibil în continuare: operațiile necesare reinscrierii stării inițiale să se facă nu în intervalul de timp dintre două impulsuri succesive de intrare, ci în cel corespunzător a m impulsuri de intrare.

În acest caz :

$$T \cdot m \geq k \cdot t_i + t_c + t_a + t_1;$$

$$\frac{1}{F_{intr}} \cdot m \geq k \cdot t_i + t_c + t_a + t_1;$$

$$F_{intr} \leq \frac{m}{k \cdot t_i + t_c + t_a + t_1},$$

rezultând deci că frecvența de intrare poate fi mărită de m ori, evident pînă la viteza maximă a circuitelor elementare.

Schema unui divizor cu decadă auxiliară este dată în figura 10. Așa cum arată și numele,

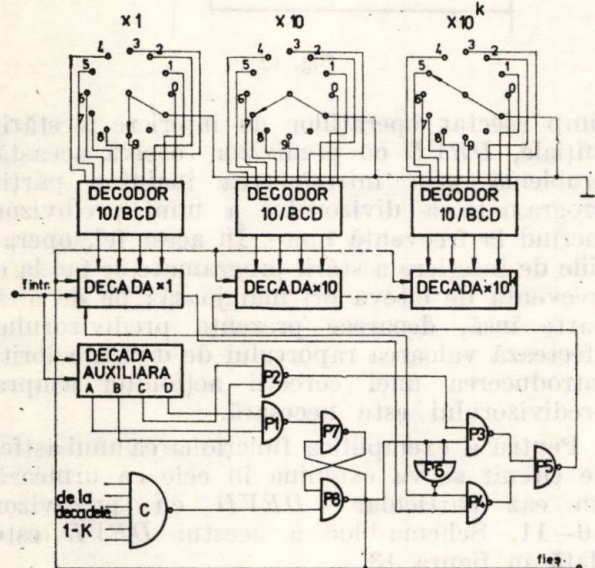


Fig. 10

în această variantă se folosește crearea unei pauze corespunzătoare a 10 impulsuri de intrare pentru toate operațiile aferente înscrierii stării inițiale [3].

Funcționarea circuitului este următoarea :

Pornind din starea inițială, în momentul în care starea z a decadelor este atinsă, circuitul de coincidență C acționează CBB RS format din $P7$ și $P8$. Ca urmare divizorul de bază este inhibat și o decadă auxiliară este autorizată să numere impulsurile de intrare plecând din starea 0. În timp ce decadă auxiliară numără 10 impulsuri, în divizorul de bază se înscrie starea inițială, i . În acest mod, pentru înscrierea stării inițiale, s-a creat o pauză egală cu 10 perioade ale impulsurilor de intrare.

După înmagazinarea celor 10 impulsuri prin intermediul aceluiași mecanism — CBB RS, decadă auxiliară este inhibată rămânând blocată în starea 0 și divizorul de bază reactivat.

Evident acest mod de operare introduce o eroare de 10 impulsuri (impulsurile care nu au ajuns în divizorul de bază). Corectarea ei se realizează prin introducerea unui impuls adi-

țional în decada a doua. Aceasta se face după înscrierea stării inițiale, dar înainte ca decada $\times 1$ să fie reactivată, cu ajutorul circuitului $P2$ și a grupului $P3, P4, P5$.

Ținând seama de faptul că în figura 10 corecția se face la al 6-lea impuls de intrare numărat de decada auxiliară și de faptul că, pentru ca circuitul să funcționeze corect, este necesar ca reinscrierea decadei $\times 10$ să fie terminată în acel moment; rezultă că pauza de înscriere poate fi cel mult egală în acest caz cu 6 perioade ale semnalului de intrare.

Așa cum rezultă din funcționarea acestui tip de divizor în principiu se pot imagina divizoare având circuite auxiliare numărând oricâte impulsuri, cu corecția corespunzătoare. În practică însă utilizarea decadei auxiliare este preferată datorită pauzei suficiente create, cât și simplității corecției.

3.3. DRVD cu absorbție de impulsuri. În această variantă soluția pentru mărirea timpului afectat operațiilor aferente înscrierii este de a se crea o pauză chiar în timpul ultimei perioade de numărare a decadei 1. Schema unui DRVD cu absorbție de impulsuri este prezentată în figura 11. Funcționarea decadei $\times 1$ al DRVD este cea obișnuită pînă în momentul în care decadele $\times 10, \times 100, \times 1000$ ajung în starea 999, adică decada $\times 1$ produce un impuls de ieșire pentru fiecare 10 impulsuri aplicate la intrare. Odată ce divizorul a ajuns cu decadele în starea 0999, această stare este detectată de un circuit de coincidență și ca rezultat un potențial pozitiv de +5V apare pe intrarea a . Începând din acest moment

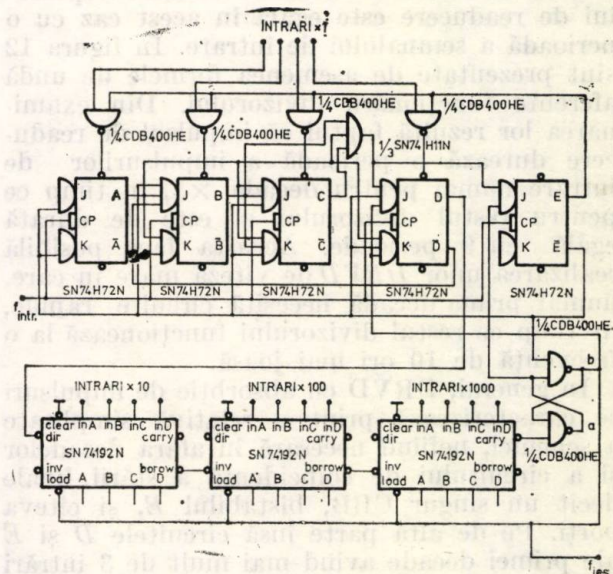


Fig. 11

decada $\times 1$ urmează un ciclu de numărare deosebit pentru numărarea ultimelor 9 impulsuri. Diagrama stărilor decadei $\times 1$ este dată în tabelul 1.

Tabelul 1

Impuls nr.	1	2	3	4	5	6	7	8	9
CBB A	0	1	0	1	0	1	0	1	
CBB B	0	0	1	1	0	0	1	1	
CBB C	0	0	0	0	1	1	1	1	
CBB D	0	0	0	0	0	0	0	0	
CBB E	0	0	0	0	0	0	0	1	0
Stare echiv. a decadei 1	0	1	2	3	4	5	6	7	0

Examinind succesiunea stărilor echivalente ale acestei decade, se constată că decada trece din starea 7 direct în starea 0, fără a mai trece prin stările intermediare 8, 9. Acest lucru dă posibilitatea ca în loc de a se număra impulsuri până în starea 9 și apoi să se treacă la înscrierea stării inițiale, să se folosească faptul că starea primelor 4 CBB este 0 după al 7-lea impuls de intrare al ultimului ciclu al decadei $\times 1$, și, după impulsul al 8-lea să se comande operațiile de înscriere a stării inițiale. La sosirea celui de-al 9-lea impuls, decada va trece din starea $A_1B_1C_1D_1$ în starea $A_1B_1C_1D_0$, fiind gata pentru începerea unui ciclu de numărare.

Decada prezentată în figura 11 folosește pentru construirea impulsului de readucere ieșirea bistabilului E , evitând folosirea unui circuit basculant monostabil. Durata impulsului de readucere este egală în acest caz cu o perioadă a semnalului de intrare. În figura 12 sunt prezentate de asemenea formele de undă aferente funcționării divizorului. Din examinarea lor rezultă faptul că impulsul de readucere durează o perioadă a impulsurilor de intrare numai pentru decada $\times 1$, în timp ce pentru restul divizorului el este de durată egală cu 9 perioade. Aceasta face posibilă realizarea unor DRVD de viteză mare în care, numai prima decadă necesită circuite rapide, în timp ce restul divizorului funcționează la o frecvență de 10 ori mai joasă.

În general, DRVD cu absorbție de impulsuri se caracterizează printr-o relativă simplitate a schemei, nefiind necesară în afara decadelor și a circuitului de coincidență a stării finale decât un singur CBB, bistabilul E , și câteva porți. Pe de altă parte însă circuitele D și E ale primei decade având mai mult de 3 intrări J necesită, de cele mai multe ori, părți de logică adiacentă, ceea ce duce implicit la scăderea frecvenței de funcționare a primei decade.

3. 4. DRVD cu predivizor. Spre deosebire de soluțiile prezentate în paragrafele anterioare care caută să rezolve problema măririi frecvenței de funcționare prin mărirea intervalului de

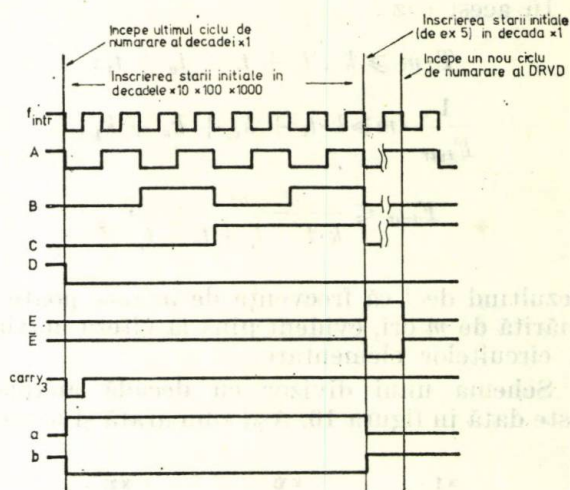


Fig. 12

timp afectat operațiilor de înscriere a stării inițiale, DRVD cu predivizor rezolvă această problemă prin introducerea înaintea părții programate a divizorului a unui predivizor lucrind la frecvență mare. În acest fel, operațiile de înscriere a stării programate se fac la o frecvență de câteva ori mai joasă; pe de altă parte însă, deoarece prezența predivizorului afectează valoarea raportului de divizare dorit, introducerea unei corecții acționind asupra predivizorului este necesară.

Pentru a exemplifica funcționarea unui astfel de circuit se va examina în cele ce urmează un caz particular — DRVD cu predivizor 10—11. Schema-bloc a acestui DRVD este dată în figura 13.

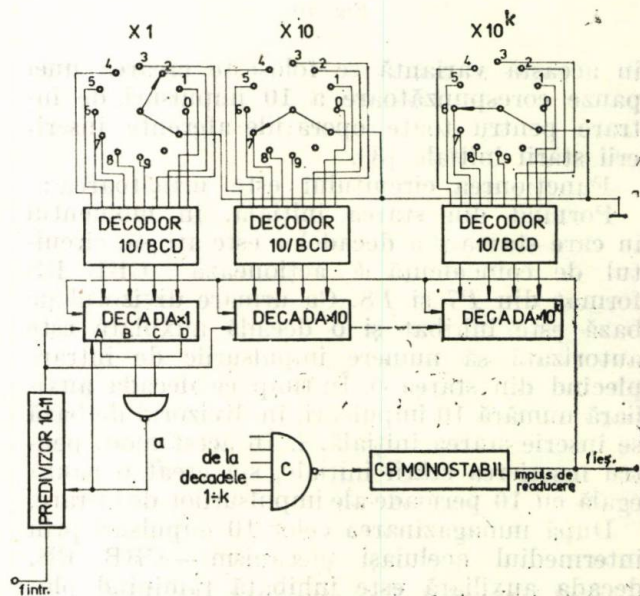


Fig. 13

Considerind un raport de divizare oarecare, de exemplu $n = n_k \dots n_1 n_0$ apare evident următorul lucru: dacă n ar fi de forma $n_k \dots n_1 n_0$

apare evident umătorul lucru : dacă n ar fi de formă $n_k \dots n_2 n_1 0$, ar fi posibil să se facă o predivizare cu 10 și apoi să se programeze restul divizorului pentru raportul $n_k \dots n_2 n_1$. Cum însă $n = n_k \dots n_2 n_1 n_0$ o corecție este introdusă asupra predivizorului pentru ca aceasta să efectueze de n_0 ori divizarea cu 11 și apoi divizarea cu 10. Ținând seamă de acestea, funcționarea circuitului din figura 10 este următoarea :

— plecînd din starea inițială :

$$i = (9 - n_0) + (9 - n_1) \cdot 10 + \dots + (9 - n_k) \cdot 10^k$$

predivizorul 10—11 efectuează n_0 divizări cu 11; numărul ciclurilor de lungime 11 este numărat de decada 1, care în momentul atingerii stării 9 se autoblochează și dă un impuls de comandă a schimbării lungimii ciclului de divizare a predivizorului din 11 în 10. Numărul de $n_k \dots n_2 n_1$ cicluri de divizare de lungime 10 sau 11 este numărat de partea programabilă formată din decadele 2, 3, ... k . La atingerea stării finale 999 ... 9 această stare este detectată de către un circuit de coincidență și înscirerea stării inițiale este comandată, ciclul de divizare fiind reluat.

Schema de principiu a unui predivior 10—11 funcționînd sincron, realizat cu CBB de tip JK, este prezentată în figura 14. În figura 15

este prezentat un *DRVD* cu predivizor 10—11 funcționînd asincron, realizat cu CBB de tip *D*, iar în tabelul 2 sînt prezentate secvențele de numărare corespunzătoare divizării cu 10 și cu 11 ale predivizorului.

Tabelul 2

$a = 0 \quad (n = 10)$				$a = 1 \quad (n = 11)$			
A	B	C	D	A	B	C	D
1	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	0	1	0	0	0
1	1	1	0	1	1	0	0
0	1	1	0	1	1	1	0
0	0	1	0	0	1	1	0
1	0	0	1	0	0	1	0
1	1	0	1	1	0	0	1
1	1	1	1	1	1	0	1
0	1	1	1	1	1	1	1
0	0	1	1	0	1	1	1
				0	0	1	1

În principiu, așa cum rezultă din funcționarea *DRVD* cu predivizor, pot fi folosite predivizoare avînd orice raport de divizare întreg. Astfel de divizoare cu predivizor 5, 6 sînt examinate în literatura de specialitate [12].

De asemenea, un alt caz particular al circuitelor cu predivizor, și anume *DRVD* cu controlul particularității a fost realizat [1]. În acest caz, la intrarea în *DRVD* se află un predivizor cu 2, format dintr-un CBB.

Dacă raportul programat este par, CBB realizează o predivizare cu 2, iar programarea propriu-zisă este făcută la o frecvență de două ori mai joasă. Dacă raportul de divizare programat este impar, o parte ajutătoare de logică comandă absorbția unui puls la începutul ciclului de divizare, ceea ce echivalează cu realizarea unui predivizor 2—3.

4. Concluzii

Din examinarea variantelor prezentate se desprind următoarele concluzii :

În cazul în care puterea consumată și frecvența de funcționare a circuitelor nu sînt critice, un *DRVD* cu stare inițială fixă este de preferat datorită simplității schemei și utilizării unor decade curent fabricate (CDB 490E).

Dacă apar necesități de creștere a frecvenței de funcționare, este de preferat un *DRVD* cu stare finală fixă, cu sau fără acumularea readucerii. În felul acesta se obține o creștere importantă a frecvenței de lucru, numărul de circuite auxiliare fiind mic, însă decadele

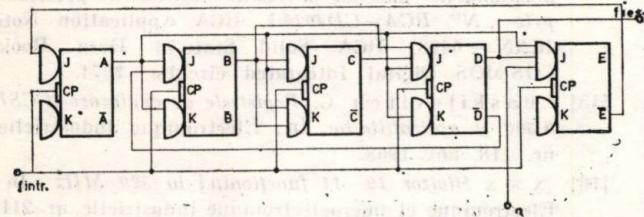


Fig. 14

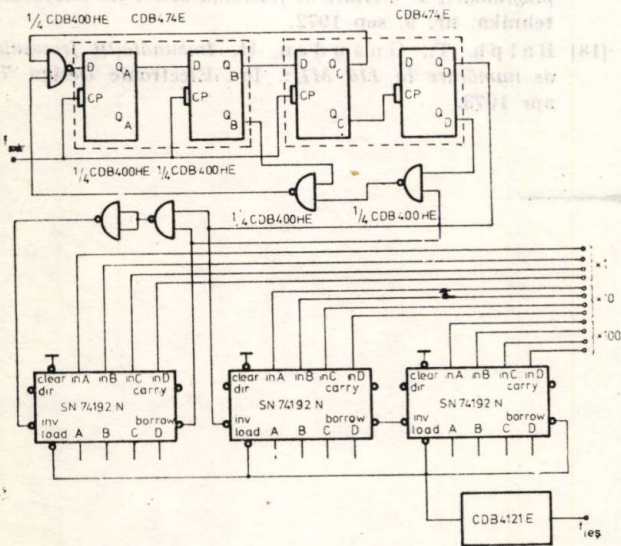


Fig. 15

numărătorului trebuie să accepte, așa cum s-a arătat, intrarea paralelă a datelor.

În sfârșit, în cazul în care se dorește mărirea la limită a raportului frecvență maximă de funcționare/putere consumată, una din soluțiile descrise la punctele 3.2, 3.3, 3.4, va trebui adoptată. Dintre acestea, considerăm că soluția utilizării decadei auxiliare este mai puțin avantajoasă datorită câștigului mic în frecvența de funcționare, în comparație cu puterea consumată de circuitele auxiliare.

Celelalte două soluții permit utilizarea pentru decadele 2, 3, ..., k a unor circuite integrate cu consum redus, ceea ce duce la o mărire apreciabilă a raportului frecvență maximă de funcționare/putere consumată.

Dintre ele, *DRVD* cu predivizor 10—11 are avantajul posibilității utilizării unor circuite TTL/MSI (predivizoarele 10—11 lucrând la frecvențe ridicate, sint deja fabricate). De asemenea, utilizarea unor predivizoare în cascadă, fiecare cu decadă de memorie proprie, folosind circuite integrate în diferite tehnologii (de exemplu Shotky, TTL, COSMOS) duce la realizarea unor *DRVD* cu frecvență de funcționare egală cu viteza maximă a circuitelor basculante bistabile Shotky și cu consum redus.

★

În cuprinsul lucrării au fost analizate principiile de realizare a divizoarelor cu raport variabil de divizare; ele efectuează o divizare cu un număr n întreg, având posibilitatea modificării raportului de divizare ales. Sint analizate criteriile de apreciere a acestor circuite și de asemenea sint descrise diferite artificii posibile, având ca scop optimizarea raportului frecvență maximă de funcționare/putere consumată.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Blochwitz, L.T. Realizați orice canal pină la 500 MHz. În: Electronics, mai, 1966.
- [2] Klein, H.J. Divizoare de frecvență cu mai multe etaje cu raport de divizare selectabil. În: Nachrichtentechnik, octombrie 1966.
- [3] Januzzio, S., Rustichelli, J. Un divizor de frecvență cu raport variabil folosind elemente micrologice, SGS-Fairchild Application, Report nr. 161, decembrie 1966.
- [4] Arkin, M. David. Numărător direct-invers folosind minimum de intercircuite. În: Electronic Design, iunie 1969.
- [5] Roth, Albert. Simplificarea proiectării numărătoarelor de mare viteză. În: Electronic Design, februarie 1971.
- [6] Morris, L. Robert, Miller, R. J. — editori. Proiectarea cu circuite integrate TTL. T.I. Electronic Series, McGraw Hill Book Company, 1971.
- [7] Sastry, J. V. Divizare controlabilă cu 2,3, 4. În: Electronic Design, iunie 1969.
- [8] Camp, D. Roger. Divizor cu n cu 7 490. În: Electronic Design, aprilie 1973.
- [9] Dunderdeale, H. O metodă formală pentru proiectarea circuitelor secvențiale cu flip-flop-uri sincrone, de exemplu tip J-K, folosind o tehnică hibridă sincronă-asincronă. În: The Radio and Electronic Engineer, sep 1972.
- [10] Balph, Tom, Blood, Bill. Numărător programabil în 4 digiți BCD în modul variabil la 60 MHz. În: Electronic Design, martie, 1974.
- [11] De Laune, Jon. Sintetizor digital de frecvență MTTL și MECL pentru aviație. Motorola Application Note AN-532.
- [12] Smith, A. J. Un sintetizor digital de frecvență pentru un receptor AM sau FM. În: IRE, Transactions, iulie, 1969.
- [13] Heuner, R., Litus, J., Havasy, A. Proiectarea numărătoarelor și registrelor COS/MOS MSI și aplicații. RCA Application Note ICAN-6166, RCA Solid State '74 Data Book, COS/MOS, Digital Integrated Circuits, 1974.
- [14] Litus, J. Jr. Proiectarea numărătoarelor fixe și programabile folosind divizorul COS/MOS presetabil prin „N” RCA-CD4018A. RCA Application Note ICAN-6498, RCA Solid State '74 Data Book, COS/MOS Digital Integrated circuits, 1974.
- [15] Chaskilevitch C. Registrele de deplasare CCSL 9 300 și aplicațiile lor. În: Electronique Industrielle, nr. 118, nov 1968.
- [16] x x x Divizor 10—11 funcționând la 320 MHz. În: Electronique et microelectronique industrielle, nr. 211, nov 1975.
- [17] Spatenka, M., Vetesnic, P. Divizor cu raport programabil de divizare de frecvență mare. În: Sdelovaci tehnika, nr. 9, sep 1972.
- [18] Balph, T., Gnauden, H. Imbunătățiri frecvența de numărare la 110 MHz. În: Electronic Design 7, apr 1973.

CZ 621.313.334

MODEL MATEMATIC
MOTOR PAS CU PAS
PORTRET DE FAZĂ

Considerații asupra funcționării motoarelor electrice pas cu pas în sisteme de acționare în circuit deschis

A. KELEMEN și V. TRIFA* — Cluj-Napoca

Introducere

Motorul electric pas cu pas (MPP) are proprietatea fundamentală că transformă un impuls de comandă primit la intrare într-o deplasare unghiulară determinată, denumită pasul motorului. Din acest motiv el poate fi considerat și definit ca un convertor univoc impuls/deplasare. Această proprietate oferă motorului electric pas cu pas posibilitatea de a funcționa în sisteme de poziționare în circuit deschis [2,8], sisteme care, prin simplitatea și siguranța lor în funcționare, au deschis noi perspective în construcția echipamentelor de poziționare, în general, și a mașinilor-unelte, în special.

Proprietatea de convertor impuls/deplasare este influențată de o serie de factori interni și externi ai sistemului de acționare cu motor pas cu pas (SAMPP), printre care se pot enumera: cuplul rezistent și momentul de inerție reduse la arborele MPP, coeficientul de amortizare total, gradul de forțare a impulsurilor de curent pe fazele MPP și frecvența impulsurilor de comandă.

Această lucrare își propune să analizeze funcționarea MPP în sistemele de acționare în circuit deschis și să determine condițiile în care proprietatea fundamentală exprimată mai sus se poate păstra și utiliza.

1. Mijloace de analiză a funcționării SAMPP

Pentru a analiza comportarea unui SAMPP se folosește modelul matematic al acestuia, adică sistemul de ecuații diferențiale care definesc transformările electromagnetice și electromecanice ale SAMPP [1]. Un model matematic generalizat conține $s + r + 1$ ecuații diferențiale, dintre care $s + r$ ecuații care exprimă transformările electromagnetice din MPP și o ecuație de mișcare, legătura între acestea efectuându-se prin expresia cuplului electromagnetic [1]. Cunoșcând modelul matematic, se pot defini câteva din metodele de analiză:

— simularea pe calculator numeric sau analogic;

— utilizarea transformatei Laplace;
— utilizarea planului fazelor.

Modelele matematice complete oferă largi posibilități de studiere a comportării SAMPP, însă necesită un volum foarte mare de calcule. Din acest motiv de multe ori se preferă folosirea unor modele simplificate, reduse la ecuația de mișcare:

$$J \frac{d^2 \theta_m}{dt^2} + B \frac{d \theta_m}{dt} + M_r = M_e, \quad (1)$$

în care:

- J — este momentul de inerție total redus la arborele MPP;
- M_r — cuplul static rezistent redus la arborele MPP;
- B — coeficientul de amortizare total;
- θ_m — unghiul mecanic instantaneu al rotorului;
- M_e — cuplul electromagnetic dezvoltat de MPP, dependent de unghi și curent.

Pentru comoditate se va considera cazul unui MPP cu reluctanță variabilă avînd $m = 4$ faze, alimentat în secvență simplă cu impulsuri dreptunghiulare de tensiune. Dependența cuplului de unghi și curent se poate exprima prin relația [3]:

$$M_e(\theta_m, i) = -M_{max}(1 - e^{-t/T})^2 \sin(z_r \theta_m), \quad (2)$$

unde z_r este numărul de dinți rotorici; T — constanta de timp electromagnetică, iar M_{max} cuplul maxim sincronizant, exprimabil prin relația [1]:

$$M_{max} = \frac{z_r \cdot L_1}{2} \cdot i^2, \quad (2')$$

în care L_1 este variația maximă a inductanței proprii a fazelor MPP cu unghiul de rotație, iar i — curentul pe o fază în secvența de alimentare simplă.

Expresia (2) evidențiază atât dependența sinusoidală a cuplului de unghi, cât și întârzierea stabilirii curentului în fazele MPP.

* Dr. ing. A. Kelemen este profesor, iar ing. V. Trifa este șef de lucrări la Institutul politehnic Cluj-Napoca.

Ecuția (1) se trece în unități relative prin adoptarea unor mărimi de bază, notate cu indice b :

$$\tau = \frac{t}{T_b}; \quad \theta = z_r \theta_m \text{ (unghi electric);}$$

$$\mu_r = \frac{M_r}{M_b}; \quad \xi = \frac{B \cdot T_b}{2J}; \quad T' = \frac{T}{T_b}. \quad (3)$$

Impunînd condiția:

$$M_b = M_{max} = \frac{J}{\tilde{r}_r} \cdot \frac{1}{T_b^2} \quad (4)$$

ecuția (1), completată cu relația (2), devine:

$$\frac{d^2 \theta}{d\tau^2} + 2\xi \frac{d\theta}{d\tau} + \mu_r = -(1 - e^{-\tau/T'})^2 \sin \theta \quad (5)$$

care reprezintă ecuația normată a echilibrului mișcării rotorului în jurul poziției stabile $\theta = 0$.

Ca metodă de analiză se va considera în continuare utilizarea planului fazelor. Pentru simplificare se neglijează constanta electro-

Pentru a obține portretul de fază $\omega(\theta)$, se va folosi în continuare metoda izoclinelor [4,5]. Prin împărțirea ecuațiilor (6) se obține:

$$\frac{d\omega}{d\theta} = \frac{-\sin \theta - 2\xi\omega - \mu_r}{\omega}, \quad (7)$$

care, pentru $d\omega/d\theta = m = \text{const.}$, dă ecuația familiei izoclinelor:

$$\omega(\theta) = \frac{-\sin \theta - \mu_r}{2\xi + m}. \quad (8)$$

Pentru trasarea traiectoriei de fază $\omega(\theta)$ se va considera că MPP primește un impuls, ceea ce este echivalent cu a fixa condițiile inițiale:

$$\theta_0 = -\frac{\pi}{2} \pm \arcsin \mu_r; \quad (9)$$

$$\omega_0 = 0.$$

În tabelul 1 sunt prezentate curbele particulare ale izoclinelor, avînd expresia (8), pentru diferite valori ale pantelor m și diferite tipuri de încărcări μ_r .

Tabelul 1

Tipul încărcării MPP	Izocline $\omega(\theta)$				Condiții inițiale	
	$m = 0$	$m = 1$	$m = \infty$	$m = -2\xi$	θ_0	ω_0
$M_r = 0$ (mers în gol)	$\frac{-\sin \theta}{2\xi}$	$\frac{-\sin \theta}{2\xi + 1}$	0	$\theta = 0$	$-\frac{\pi}{2}$	0
M_r reactiv	$\omega > 0$	$\frac{-\sin \theta - \mu_r}{2\xi}$	$\frac{-\sin \theta - \mu_r}{2\xi + 1}$	0	$\theta = -\arcsin \mu_r$	In intervalul $-\frac{\pi}{2} - \arcsin \mu_r \dots$
	$\omega < 0$	$\frac{-\sin \theta + \mu_r}{2\xi}$	$\frac{-\sin \theta + \mu_r}{2\xi + 1}$	0	$\theta = +\arcsin \mu_r$	$\dots -\frac{\pi}{2} + \arcsin \mu_r$
M_r potențial opozant	$\frac{-\sin \theta - \mu_r}{2\xi}$	$\frac{-\sin \theta - \mu_r}{2\xi + 1}$	0	$\theta = -\arcsin \mu_r$	$-\frac{\pi}{2} - \arcsin \mu_r$	0
M_r potențial ajutător	$\frac{-\sin \theta + \mu_r}{2\xi}$	$\frac{-\sin \theta + \mu_r}{2\xi + 1}$	0	$\theta = +\arcsin \mu_r$	$-\frac{\pi}{2} + \arcsin \mu_r$	0

magnetică raportată T' , fapt care presupune stabilirea instantanee a curentului în fazele motorului la aplicarea impulsului de tensiune.

Introducînd viteza unghiulară raportată ω ca variabilă suplimentară, ecuația diferențială de ordinul II(5) se transformă într-un sistem de ecuații diferențiale de ordinul I:

$$\frac{d\theta}{d\tau} = \omega;$$

$$\frac{d\omega}{d\tau} = -\sin \theta - 2\xi\omega - \mu_r. \quad (6)$$

Portretele de fază pentru cazurile prezentate sint reprezentate în figurile 1, 2, 3, 4.

După cum se poate constata, portretele de fază ale SAMPP reprezintă focare stabile, la care factorul de amortizare are un rol important. De asemenea, valoarea încărcării MPP, cuplul rezistent μ_r și caracterul acestuia determină modificări ale traiectoriei de fază. Cu creșterea valorii cuplului rezistent amplitudinea oscilațiilor descrește, cu excepția cazului cînd cuplul rezistent este ajutător, cînd oscilațiile cresc la creșterea acestuia (fig. 4).

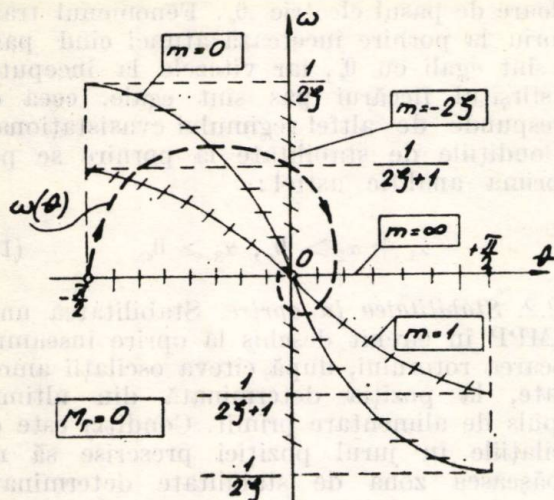


Fig. 1

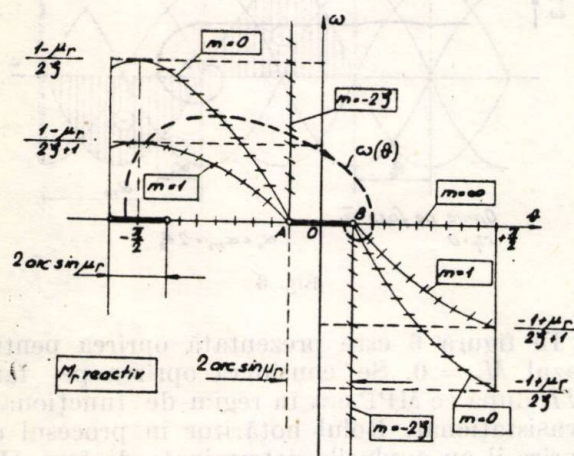


Fig. 2

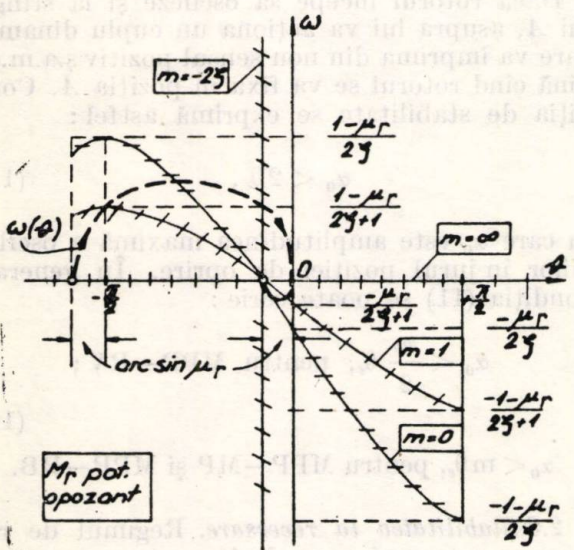


Fig. 3

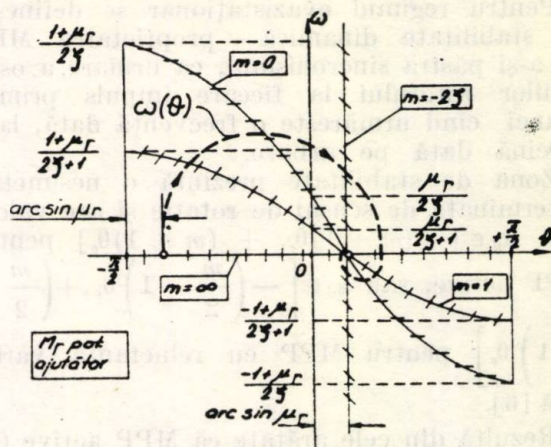


Fig. 4

În cazul cuplului rezistent reactiv portretul prezintă o zonă de insensibilitate $A-B$ (fig. 2), determinată de schimbarea sensului acestuia la inversarea sensului de mișcare.

Punctele finale ale traiectoriei de fază se obțin din relațiile (6), anulind derivatele.

2. Stabilitatea SAMPP în circuit deschis

Pentru SAMPP în circuit deschis stabilitatea este un criteriu fundamental de justificare a aplicării acestora în sisteme de poziționare. Ea este determinată de capacitatea MPP de a urmări frecvența de comandă, adică de a executa un pas la fiecare impuls de alimentare. De asemenea, stabilitatea se referă și la păstrarea sincronismului în regimurile dinamice de pornire, oprire, reversare, cit și la variații ale sarcinii.

Stabilitatea în circuit deschis pentru SAMPP se poate defini în diferite regimuri de funcționare [2,8]. Există regimul de funcționare staționar, caracterizat prin aceea că MPP este în repaus, alimentat, regimul de funcționare evasistaționar, care corespunde regimului de mers al MPP și regimul dinamic care corespunde pornirii, opririi sau reversării MPP.

Pentru regimul staționar se definește ca stabilitate statică proprietatea MPP de a reveni în punctul de echilibru inițial, la o variație lentă a încărcării M_r . Ea reprezintă intervalul $\alpha_s \in [-\theta_e, +\theta_e]$, θ_e fiind unghiul electric de pas al MPP. Tot în jurul poziției de echilibru staționar se definește și stabilitatea dinamică-proprietatea MPP de a reveni în punctul de echilibru, în urma unui șoc mecanic exterior care provoacă oscilații ale rotorului. Ea reprezintă intervalul $\alpha_d \in [-m\theta_e, +m\theta_e]$, pentru MPP active, sau $\alpha_d \in \left[-\frac{m}{2}\theta_e, +\frac{m}{2}\theta_e\right]$, pentru MPP cu reluctanță variabilă, unde m este numărul de faze.

Pentru regimul evazistațional se definește ca stabilitate dinamică — proprietatea MPP de a-și păstra sincronismul, ca urmare a oscilațiilor rotorului la fiecare impuls primit, atunci când urmărește o frecvență dată, la o sarcină dată pe arbore.

Zona de stabilitate prezintă o nesimetrie determinată de sensul de rotație și are valoarea $\alpha_d \in [-(m-1)\theta_e, +(m+1)\theta_e]$ pentru MPP active, sau $\alpha_d \in \left[-\left(\frac{m}{2}-1\right)\theta_e, +\left(\frac{m}{2}+1\right)\theta_e\right]$ pentru MPP cu reluctanță variabilă [6].

Rezultă din cele arătate că MPP active (cu magneți permanenți MP și cu rotor bobinat RB) au o stabilitate mai bună ca MPP cu reluctanță variabilă (RV). De asemenea, stabilitatea MPP, în general, crește cu numărul de faze.

Stabilitatea pentru regimul dinamic se definește separat pentru cele trei cazuri: pornire, oprire, reversare.

2.1. Stabilitatea la pornire. Datorită inerției, pașii efectuați de rotor rămân în urma impulsurilor de comandă, adică a „pașilor electrici”.

În figura 5 s-a prezentat cazul pornirii unui MPP—RV cu patru faze, la $M_r = 0$. Considerând motorul alimentat pe faza IV, la aplicarea impulsului pe faza I, asupra rotorului acționează cuplul dinamic AB și se va roti cu unghiul $\alpha_1 < \theta_e$, datorită inerției sale. La aplicarea impulsului pe faza II asupra rotorului acționează cuplul dinamic A_1B_1 și mai face un pas α_2 . Condiția ca rotorul să-și continue mișcarea este ca la aplicarea impulsului pe faza III, traiectoria de fază să depășească valoarea pasului electric θ_e , adică asupra

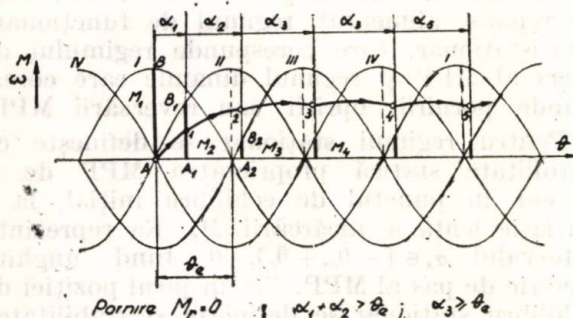


Fig. 5

rotorului să acționeze un cuplu dinamic pozitiv A_2B_2 . Pînă la aplicarea impulsului următor, rotorul trebuie să efectueze un pas cel puțin egal cu pasul electric.

Se observă că asupra rotorului acționează cupluri dinamice din ce în ce mai mici, iar pașii efectuați α_k sînt din ce în ce mai apropiați ca

valoare de pasul electric θ_e . Fenomenul tranzitoriu la pornire încetează atunci cînd pașii α_k sînt egali cu θ_e , iar vitezele la începutul și sfîrșitul fiecărui pas sînt egale, ceea ce corespunde de altfel regimului evazistațional.

Condițiile de stabilitate la pornire se pot exprima analitic astfel:

$$\alpha_1 + \alpha_2 > \theta_e, \alpha_3 \geq \theta_e. \quad (10)$$

2.2. Stabilitatea la oprire. Stabilitatea unui SAMPP în circuit deschis la oprire înseamnă blocarea rotorului, după cîteva oscilații amortizate, la poziția determinată din ultimul impuls de alimentare primit. Condiția este ca oscilațiile în jurul poziției prescrise să nu depășească zona de stabilitate determinată de curba cuplului sincronizant, corespunzătoare ultimei faze alimentate.

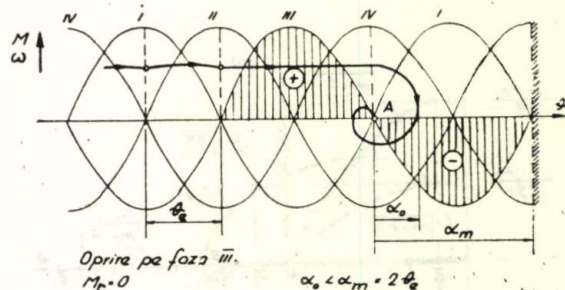


Fig. 6

În figura 6 este prezentată oprirea pentru cazul $M_r = 0$. Se consideră oprirea pe faza III, după ce MPP era în regim de funcționare evazistațional. Rolul hotărîtor în procesul de oprire îl au cuplurile determinate de faza III. Dacă traiectoria de fază depășește punctul prestabilit A, asupra rotorului acționează un cuplu dinamic negativ și mișcarea este frînată.

Dacă rotorul începe să oscileze și la stînga lui A, asupra lui va acționa un cuplu dinamic care va imprima din nou sensul pozitiv ș.a.m.d. pînă cînd rotorul se va fixa în poziția A. Condiția de stabilitate se exprimă astfel:

$$\alpha_0 < 2\theta_e, \quad (11)$$

în care α_0 este amplitudinea maximă a oscilațiilor în jurul poziției de oprire. În general, condiția (11) se poate scrie:

$$\alpha_0 < \frac{m}{2} \theta_e, \text{ pentru MPP—RV;} \quad (12)$$

$$\alpha_0 < m \theta_e, \text{ pentru MPP—MP și MPP—RB.}$$

2.3. Stabilitatea la reversare. Regimul de reversare este mai greu decît oprirea deoarece, pe lîngă condiția de oprire se mai cere respec-

tată și condiția de pornire în sens invers. În figura 7 este reprezentată reversarea la faza III, după regim de funcționare cvasistaționar. la $M_r = 0$.

Sub acțiunea cuplului dinamic de frinare corespunzător fazei III, traiectoria de fază este întoarsă pînă în punctul I, care trebuie să se situeze obligatoriu la stînga punctului

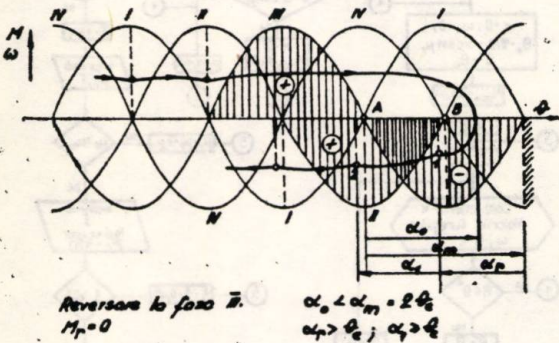


Fig. 7

unde α_0 este amplitudinea maximă a oscilației poziției rotorului față de punctul de reversare A; α_r , unghiul de întoarcere față de limita de stabilitate, iar α_1 —primul pas efectuat la inversarea mișcării.

În cazul încărcărilor cu sarcini M_r , de diferite tipuri, condițiile de stabilitate suferă modificări, așa cum se indică în tabelul 2.

Definițiile corespund cazului MPP—RV.

Pentru MPP—MP și RB în loc de $\frac{m}{2}$ apare m .

Din examinarea tabelului 2 rezultă că cel mai greu regim este reversarea la cuplu rezistent potențial ajutător. Regimurile mai ușoare se obțin la pornire cu cuplu rezistent potențial ajutător și oprirea la cuplu rezistent potențial opozant.

2.4. Concluzii asupra stabilității SAMPP în circuit deschis. Analiza stabilității a fost posibilă prin utilizarea metodei planului faze-

Tabelul 2

Tipul de sarcină M_r	Condiții de stabilitate		
	pornire	oprire	reversare
Reactiv	$\alpha_1 + \alpha_2 > \theta_e + 2\beta$ $\alpha_3 \geq \theta_e$	$\alpha_0 < \frac{m}{2} \theta_e - \beta$	$\alpha_0 < \frac{m}{2} \theta_e - \beta$ $\alpha_r > \theta_e, \alpha_1 \geq \theta_e$
Potențial opozant	$\alpha_1 + \alpha_2 > \theta_e + 2\beta$ $\alpha_3 \geq \theta_e$	$\alpha_0 < \frac{m}{2} \theta_e + 2\beta$	$\alpha_0 < \frac{m}{2} \theta_e + 2\beta$ $\alpha_r > \theta_e, \alpha_1 \geq \theta_e$
Potențial ajutător	$\alpha_1 + \alpha_2 > \theta_e - 2\beta$ $\alpha_3 \geq \theta_e$	$\alpha_0 < \frac{m}{2} \theta_e - 2\beta$	$\alpha_0 < \frac{m}{2} \theta_e - 2\beta$ $\alpha_r > \theta_e, \alpha_1 \geq \theta_e$

Notă: $\beta = \arcsin \frac{M_r}{M_{max}}$ este unghiul de sarcină.

B. Numai în acest fel cuplul dinamic, de astă dată pozitiv, creat prin alimentarea fazei II, va putea antrena rotorul în sens invers. Pasul α_1 efectuat prin alimentarea fazei II trebuie să fie cel puțin de valoarea θ_e , pentru ca rotorul să poată fi antrenat în continuare de impulsul pe faza I.

Condițiile de stabilitate reunesc astfel pe cea de oprire cu cea de pornire în sens invers :

$$\alpha_0 < 2\theta_e, \alpha_r > \theta_e, \alpha_1 \geq \theta_e, \tag{13}$$

iar pentru cazul general :

$$\alpha_0 < \frac{m}{2} \theta_e, \alpha_r > \theta_e, \alpha_1 \geq \theta_e \text{ (MPP—RV);}$$

(14)

$$\alpha_0 < m\theta_e, \alpha_r > \theta_e, \alpha_1 \geq \theta_e \text{ (MPP—MP, RB),}$$

lor. Relațiile stabilite sînt generale pentru MPP, avînd curbele cuplului static sincronizant sinusoidale și considerînd alimentarea cu impulsuri dreptunghiulare de curent. Metoda de abordare a stabilității rămîne valabilă și pentru o formă oarecare a cuplului static sincronizant.

Regimurile de pornire și reversare se pot trata și mai riguros dacă se introduce dependența cuplului de curentul prin motor (2).

Odată pusă la punct problema stabilității SAMPP în circuit deschis în diferite regimuri, se poate rezolva ușor, prin calcul numeric, problema determinării caracteristicilor limită ale MPP luînd ca parametri: cuplul

rezistent, momentul de inerție, factorul de amortizare și constanta de timp a contactoarelor statice.

3. Determinarea caracteristicilor limită ale SAMPP

Utilizarea metodei planului fazelor și calculul numeric al traiectoriei de fază, luând ca bază considerațiile făcute asupra stabilității, conduc la determinarea cantitativă a caracteristicilor limită ale SAMPP, adică a limitelor de încărcare a MPP la o frecvență de comandă dată. Aceste caracteristici sînt determinante în alegerea MPP pentru acționarea unui mecanism, ținînd seamă de regimul de lucru al acestuia.

Spre exemplificare se va prezenta o metodă de determinare a caracteristicilor limită de pornire pentru cazul MPP—RV cu $m = 4$ faze ($\theta_e = \pi/2$), alimentat în secvență simplă cu impulsuri dreptunghiulare de curent.

În figura 8 se prezintă un caz limită pentru pornirea fără pierderi de pași la un cuplu rezistent reactiv. Din cauza dependenței cuplului rezistent de sensul de mișcare, punctul de echilibru stabil inițial, corespunzător fazei IV alimentate, se poate situa oriunde pe segmentul AB. Se va considera cazul cel mai defavorabil, adică pornirea din punctul rămas în urmă, A. Condiția de pornire, exprimată la paragraful 2.1. este aici afectată de valoarea cuplului rezistent (tabelul 2).

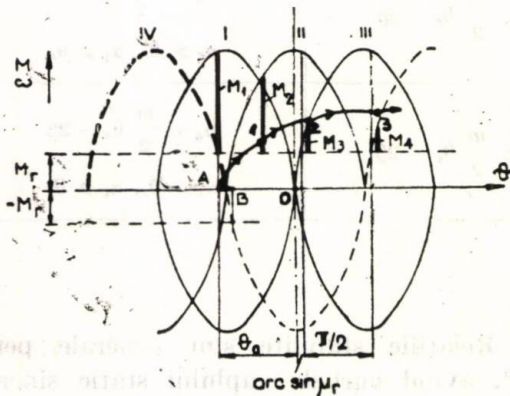


Fig. 8

Valorile vitezei unghiulare și a unghiului în funcție de timp raportat se obțin prin integrarea numerică a sistemului (6), folosind metoda Runge-Kutta de ordinul IV. Organigrama pentru determinarea valorilor μ_r, f , în care f reprezintă frecvența raportată la $1/T_b$ a impulsurilor de comandă, este reprezentată în figura 9. Pentru înțelegerea logicii de calcul se va da în continuare semnificația simbolurilor folosite:

K — numărul impulsului de comandă aplicat, luînd ca reper punctul 0 (fig.8);

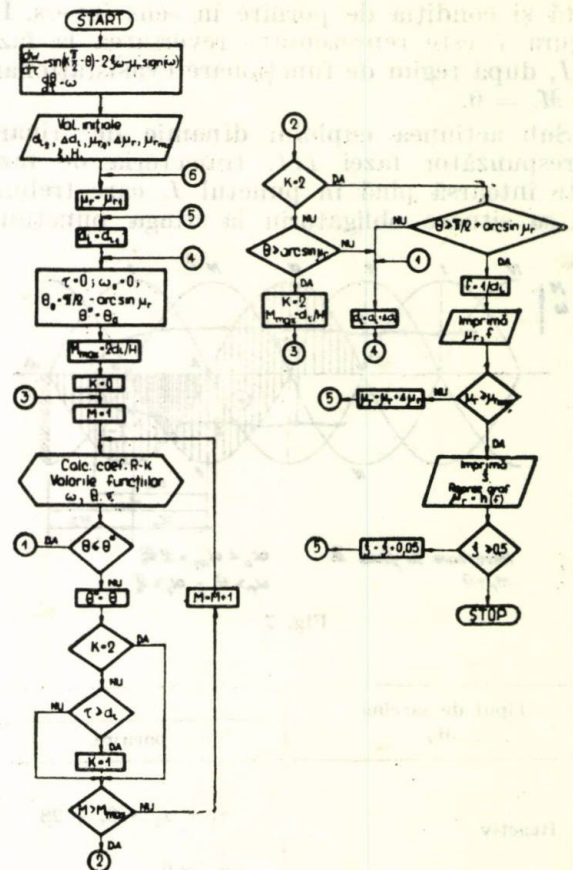


Fig. 9

- d_i — durată impulsului inițial ($d_i = 1/f$);
- Δd_i — creșterea duratei impulsului la o iterație;
- μ_{r1} — cuplul rezistent raportat inițial aplicat MPP ($\mu_r = M_r/M_{max}$);
- $\Delta \mu_r$ — creșterea cuplului rezistent raportat la o iterație;
- μ_{rm} — valoarea maximă a cuplului rezistent raportat;
- ξ — factorul de amortizare, considerat fix;
- H — pasul de integrare numerică;
- N, N_{max} — indici de control al pașilor de integrare.

Programul de calcul a fost completat cu instrucțiuni pentru reprezentarea grafică a punctelor de pe caracteristica limită.

4. Concluzii

Analiza stabilității mișcării în cazul MPP efectuată pe baza ecuației de mișcare oferă largi posibilități de studiu a performanțelor SAMPP, fără a necesita un volum prea mare de calcule. Normarea ecuației de mișcare și utilizarea planului fazelor permit o prezentare generală a stabilității, conducînd la metode numerice simple pentru determinarea cantitativă a caracteristicilor dinamice limită ale

MPP. Schema logică pentru calculul caracteristicii de pornire este și ea generală, ușor de adaptat oricărui caz particular de MPP.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Crivii, M., Trifa, V. *Studiul funcționării motorului pas cu pas reactiv prin modelare numerică*. În: E.E.A.-Electrotehnica, Electronica și Automatica, nr. 2, 1975, p. 53-56.
- [2] Kelemen, A., Crivii, M. *Motoare electrice pas cu pas*. București, Ed. tehnică, 1975.
- [3] Opitz, H., Derichs, J. *An investigation into the performance of stepping motors and their applications to machine tool feed drives*. Adv. in Mach. Tool Des. and Res., 1974, cap. 7, p. 549-558.
- [4] Tațenkin, V. K., Ivobotenko, B. A. *K dinamike šagovih elektrodvigateli*. În: Elektricesstvo, nr. 9, 1962, p. 67-72.
- [5] Rubțov, V. P. *š.a. Sistemi s silovimi šagovimi dvigateliami dlja metallurgiceskoi promišlennosti*. Moskva, Iz. Energhia, 1967.
- [6] Crivii, M. *Studii privind acționările electrice cu motoare pas cu pas*. Teză de doctorat. Institutul politehnic-Iași, 1974.

CZ 621.373

GENERATOARE DE IMPULSURI DISTRIBUȚIE GAUSSIANĂ

Generator de impulsuri cu faza și/sau durată pseudoaleatoare cu distribuție gaussiană

VASILE STOICA * — Timișoara

Necesitatea generării semnelor pseudoaleatoare cu distribuție gaussiană rezultă din cerințele tehnicii de experimentare a unor sisteme în care intervin zgomote, a căror comportare este exprimată cu o bună aproximație de variabile aleatoare cu lege de distribuție a probabilității de tip gaussian.

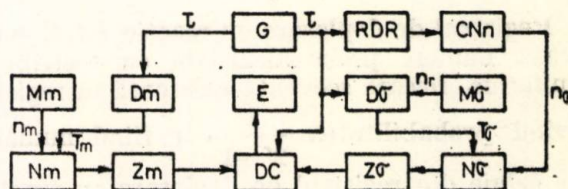
Generatoarele de semnale pseudoaleatoare, deși sînt în fond aparate deterministe, au caracteristici suficient de apropiate de cele ale generatoarelor de semnale aleatoare pentru ca răspunsul la testele de aleatoriu să dea satisfacție [1, 2]. Față de aceasta din urmă, generatoarele de semnale pseudoaleatoare prezintă avantajul posibilității precizării caracteristicilor statistice pe baza schemei interne, precum și avantajul, deosebit de interesant în experimentare, de a putea repeta oricînd succesiunea de semnale care interesează.

Generatoare de semnale cu amplitudine pseudoaleatoare s-au construit utilizând tehnica numerică [1, 2, 3], în care elementul aleator este un registru de deplasare cu reacție. Acesta generează numere pseudoaleatoare cu lege de distribuție a probabilității uniformă în intervalul de valori precizat. Distribuția uniformă este convertită într-o distribuție gaussiană cu parametrii constanți. Generatoare cu fază și/sau durată pseudoaleatoare sînt puțin tratate în literatură, necesitatea construirii unor asemenea dispozitive apărînd în ultimii ani odată cu abordarea statistică a proceselor tehnice.

Pentru a construi un generator de impulsuri cu fază și/sau durată pseudoaleatoare un lege de distribuție a probabilității de tip gaussian, se poate utiliza un generator de numere pseudoaleatoare cu distribuție uniformă, cu convertor de distribuție și un convertor număr timp.

Schema-bloc a generatorului

În figura 1 se prezintă schema-bloc a generatorului de impulsuri cu fază *și/sau* durată pseudoaleatoare cu distribuție gaussiană. Dispozitivul de comandă *DC* sincronizat cu generatorul *G* cu perioadă fixă τ , la momentul $t = t_0$ considerat în continuare drept început al fazei sau duratei, permite pe de-o parte transferul conținutului registrului de deplasare cu reacție *RDR* în convertorul de distribuție *CNn*, iar pe de altă parte transferul



conținutului registrului de medie Mm în numărătorul de medie Nm .

Convertorul CNn transformă numărul cu distribuție uniformă obținut din RDR într-un număr cu distribuție gaussiană pe care-l introduce în numărătorul de dispersie $N\sigma$. Registrul de medie Mm conține sub formă numerică

* Conf. dr. ing. V. Stoica lucrează în cadrul Inst. politehnic Timișoara, Facultatea de electrotehnică, catedra electronică, automatică, măsuri.

valoarea medie m din distribuția gaussiană ce se va genera.

La primul impuls după $t = t_0$, numărătorul Nm începe să numere în sens descrescător fiind acționat cu tacte de perioadă Tm spre exemplu din generatorul G printr-un divizor de frecvență Dm . Sesizorul de zero Zm sesizează starea zero a numărătorului Nm la $t = t_1$ și transmite un semnal în DC . În acest moment se comandă începerea numărării în sens descrescător în numărătorul $N\sigma$ cu tacte de perioadă $T\sigma$ furnizate, spre exemplu, de generatorul G prin intermediul unui divizor de frecvență $D\sigma$ cu raport de divizare variabil fixat prin registrul de dispersie $M\sigma$. La $t = t_2$ numărătorul $N\sigma$ atinge starea zero, iar sesizorul $Z\sigma$ transmite un semnal în dispozitivul de comandă. Drept urmare elementul de execuție E va furniza un impuls fiind acționat de dispozitivul de comandă DC , cu frontul crescător la $t = t_2$, deci după ce s-au consumat timpuri necesari numărării în Nm și în $N\sigma$. Pentru semnale cu durată pseudoaleatoare frontul crescător al impulsului apare la $t = t_0$, iar frontul descrescător la $t = t_2$.

Dacă semnalul ce se generează trebuie să aibă atît fază, cît și durată pseudoaleatoare, se comandă apariția frontului crescător la $t = t_2$; în același moment se reia generarea întârzierilor prin numărare în Nm și în $N\sigma$ pentru a fixa momentul în care va apare frontul descrescător al impulsului.

Schema-bloc se poate divide în patru porțiuni principale, și anume: dispozitivul de generare a numerelor pseudoaleatoare cu lege de distribuție a probabilității de tip gaussian care va include blocurile RDR și CNn , dispozitivul de generare a întârzierii de dispersie care cuprinde blocurile $M\sigma$, $Z\sigma$, $D\sigma$ și $N\sigma$, dispozitivul de generare a întârzierii medii care va cuprinde blocurile Mm , Nm , Dm , Zm și dispozitivul de comandă care va include în afara blocului DC blocul de ieșire E și generatorul G .

Dispozitivul de generare a numerelor pseudoaleatoare cu distribuție gaussiană

Registrul de deplasare cu reacție RDR generează numere pseudoaleatoare cu distribuție uniformă, fiecare secvență existentă în registru avînd probabilitatea $\frac{1}{2^r - 1}$, r fiind numărul

de celule din registrul de deplasare cu reacție. Convertorul de distribuție CNn preia din RDR o secvență compusă din $N < r$ simboluri binare și o transformă într-o secvență compusă din $n < N$ simboluri binare, astfel încît o anumită secvență de intrare poate da naștere numai unei anumite secvențe de ieșire, iar o anumită secvență de ieșire poate proveni din mai multe secvențe de intrare. Între o secvență de ieșire și numărul ρ de secvențe de intrare din care

poate proveni există o dependență fixată prin curba distribuției continue de tip gaussian, și anume: dacă se exprimă în numere zecimale (n_σ în fig. 2) secvențele binare de ieșire din

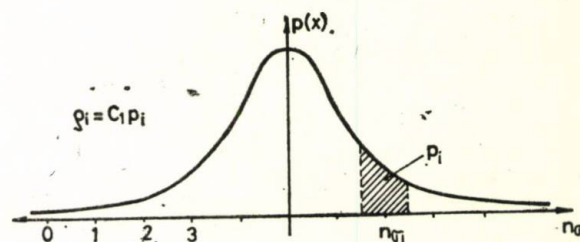


Fig. 2

convertor și se plasează numerele obținute pe abscisa unui sistem de coordonate rectangulare, în care se reprezintă curba distribuției gaussiene, suprafețele fișilor determinate de curba de distribuție și de verticalele trasate printre punctele $n_{\sigma i}$ vor preciza valorile coeficienților ρ_i [4]. Însușind pentru toate valorile lui i între unu și 2^n , se obține:

$$2^N = \sum_{i=1}^{2^n} \rho_i = \sum_{i=1}^{2^n} c_i \rho_i. \quad (1)$$

Relația (1) pune în evidență faptul că se utilizează toate cele 2^N secvențe de intrare în convertorul CNn , pentru a genera cele 2^n secvențe de ieșire. Deoarece n este limitat, rezultă că numărul fișilor din care se determină ρ_i este limitat și deci curba distribuției numerelor generate aproximează curba distribuției gaussiene, zonele laterale ale acestora fiind omise.

Din modul cum se aleg coeficienții ρ_i și din probabilitatea constantă a secvențelor de intrare în CNn , rezultă că secvențele de ieșire au o distribuție de tip gaussian, anumite secvențe obținându-se mai frecvent decît altele. În figura 2 se ilustrează relația dintre ρ_i și secvența de ieșire.

Dispozitivul de generare a întârzierii de dispersie

Elementul principal al dispozitivului de generare a întârzierii de dispersie Δt_σ este numărătorul $N\sigma$, în care se introduc numere binare, ale căror corespondențe zecimale $n_{\sigma i}$ au o distribuție gaussiană. În total se pot introduce 2^n numere zecimale, ceea ce conduce la o împărțire în tot atîtea părți a curbei de distribuție. Analizînd curba de repartiție a probabilității pentru distribuția gaussiană, reiese că se pot neglija argumentele mai mari în valoarea absolută decît 3σ , probabilitățile acestora fiind mult sub 1%. În acest fel domeniul infinit al distribuției se reduce la un domeniu finit limitat la -3σ , respectiv la $+3\sigma$. Intervalul egal cu 6σ va fi împărțit în 2^n fișii, astfel încît

probabilitatea p_i a unui număr $n_{\sigma i}$ ce va intra în $N\sigma$, urmează a fi:

$$p_i = \int_{-3\sigma + \frac{6\sigma}{2^n} i}^{-3\sigma + \frac{6\sigma}{2^n}} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x}{\sigma}\right)^2} dx; \quad (2)$$

$$i = 1 - 2^n.$$

Deoarece probabilitățile p_i sînt proporționale cu coeficienții ρ_i , raportul lor urmează a se calcula astfel încît să se țină seama de probabilitățile argumentelor mai mari decît 3σ :

$$\frac{1}{c_1} = 2^{-N} \int_{-3\sigma}^{+3\sigma} \frac{1}{\sigma\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{x}{\sigma}\right)^2} dx. \quad (3)$$

Din relațiile (2) și (3) se pot calcula coeficienții ρ_i , știind numărul n de celule din $N\sigma$ și numărul N de simboluri preluate din RDR de convertorul CNn.

Se convine ca cele 2^n numere zecimale introduse în $N\sigma$ să fie împărțite în două grupe. În prima grupă intră acele numere care sînt mai mici decît 2^{n-1} . Acestea vor da timpi de dispersie negativi. A doua grupă conține numere egale sau mai mari decît 2^{n-1} . Aceste numere vor da timpi de dispersie pozitivi.

Din comoditate constructivă este util ca dispozitivul de generare a întârzierii de dispersie să dea numai timpi pozitivi. În acest scop, timpilor rezultați conform numerelor aleatoare introduse în $N\sigma$, se adaugă un interval de timp constant Δt_c egal cu 3σ , cel mai mare interval de timp negativ ce se poate genera. Astfel, intervalele de timp generate vor fi cuprinse între zero — corespunzător numărului binar minim introdus în $N\sigma$ — și un maxim egal cu 6σ — corespunzător numărului binar maxim egal cu $2^n - 1$ introdus în $N\sigma$. Intervalul de timp Δt_c adăugat în această etapă va fi scăzut în final înainte de elaborarea semnalului de ieșire. Întârzierea de dispersie va fi:

$$\Delta t_\sigma = n_\sigma \cdot t_\sigma; \quad n_\sigma = 0 - 2^n - 1 \quad (4)$$

Din condiția:

$$(\Delta t_\sigma)_{\max} = 6\sigma,$$

rezultă

$$T_\sigma = \frac{6\sigma}{2^n - 1}; \quad (5)$$

drept perioadă a impulsurilor de tact pentru numărare în $N\sigma$. Deoarece perioada T_σ depinde liniar de σ și generatorul de semnale pseudoaleatoare trebuie să aibă posibilitatea

reglării dispersiei; generatorul care furnizează tactele de perioadă T_σ trebuie să aibă frecvența reglabilă și stabilă. Acest lucru este în general dificil, din care cauză este preferabil un generator de frecvență fixă cu înaltă stabilitate și un divizor de frecvență $D\sigma$ cu factor de divizare d_σ reglabil. Raportul de divizare urmează să aibă valoarea:

$$d_\sigma = \frac{T_\sigma}{\tau} = \frac{6}{(2^n - 1)} \frac{\sigma}{\tau}. \quad (6)$$

Divizorul D_σ se poate realiza ca un numărător invers cu r celule, în care se introduce valoarea r_σ dependentă de σ , acționat cu tacte de perioadă constantă τ și a cărui stare zero se detectează pentru a fi utilizată la generarea semnalelor cu perioadă T_σ . După fiecare atingere a stării zero, acest numărător se reîncarcă cu valoarea r_σ dintr-un registru $M\sigma$ și numără iarăși pînă la zero cînd generează următorul tact. Pentru perioada T_σ se va scrie deci:

$$T_\sigma = r_\sigma \cdot \tau; \quad r_\sigma = 0 - 2^r - 1. \quad (7)$$

În acest caz pentru intervalul de timp necesar numărătorului $N\sigma$, rezultă (4) și (7):

$$\Delta t_\sigma = n_\sigma \cdot r_\sigma \cdot \tau. \quad (8)$$

Valoarea maximă pentru timpul de dispersie la o funcționare cu τ dat, este $(2^n - 1) r_\sigma \cdot \tau$, iar în general, pentru cea mai mare dispersie:

$$(\Delta t_\sigma)_{\max} = (2^n - 1) (2^r - 1) \tau. \quad (9)$$

Din relația (8) se vede că timpul de dispersie depinde atît de numărul aleator n_σ extras din convertorul de distribuție CNn, cît și de numărul r_σ , dependent de σ , introdus periodic în D_σ .

Dacă perioada T_σ trebuie să aibă valori reduse impuse, spre exemplu, de frecvența mare pe care trebuie să o aibă în medie semnalele pseudoaleatoare generate, utilizarea divizorului de frecvență D_σ nu este comodă, deoarece ar rezulta pentru τ valori foarte mici, inacceptabile pentru comutare în circuitele secvențiale din care se realizează D_σ . În astfel de cazuri perioada T_σ urmează a se genera printr-un generator de frecvență reglabilă, chiar dacă precizia frecvenței nu este prea mare.

Dispozitivul de generare a întârzierii medii

Dispozitivul de generare a întârzierii medii va calcula un timp egal cu $m - 3\sigma$, m fiind valoarea medie a distribuției gaussiene, cu $\Delta t_c = 3\sigma$ mai mic decît m , pentru a compensa în acest fel întârzierea suplimentară introdusă

prin dispozitivul de întârziere de dispersie. Întârzierea medie :

$$\Delta t_m = m - 3\sigma \quad (10)$$

se realizează în mod diferit, după cum media este mai mare sau mai mică decât 3σ , iar generatorul de semnale cu fază pseudoaleatoare generează semnale la perioadă medie constantă sau la comandă asincronă din exterior. În cazul comenzilor asincrone din exterior se impune ca $m - 3\sigma$ să fie negativ. Realizarea unei întârzieri $\Delta t_m \geq 0$, indiferent de caracterul sincron sau asincron al începutului fazei, se poate concretiza printr-un registru Mm , în care se introduce în binar numărul zecimal n_m , avînd valoarea dependentă de diferența $m - 3\sigma$. Acest registru este completat cu un numărător Nm care numără invers de la n_m la zero, starea zero fiind sesizată de Z_m și considerată drept sfîrșit al întârzierii medii. Dacă numărătorul Nm se acționează cu tacte de perioadă T_m , întârzierea medie va fi :

$$\Delta t_m = m - 3\sigma = n_m T_m. \quad (11)$$

Valoarea maximă la aceste întârzieri este :

$$(\Delta t_m)_{\max} = (n_m)_{\max} T_m = (2^q - 1) T_m, \quad (12)$$

în care q este numărul de celule din care este constituit registrul Mm și numărătorul Nm .

Semnalele de tact cu perioada T_m se pot obține de la un generator de frecvență fixă stabilă. Dacă în numărătorul $N\sigma$ se utilizează un divizor de frecvență $D\sigma$ cu factor de divizare reglabil în funcție de σ , atunci atît pentru $N\sigma$, cît și pentru Nm se poate utiliza același generator de tacte G de perioadă τ , pentru a se realiza T_m , fiind necesar doar un divizor de frecvență Dm cu factor de divizare fix d_m , astfel încît să se realizeze :

$$T_m = d_m \tau. \quad (13)$$

În cazul $m - 3\sigma < 0$, fizic realizabil numai pentru generatoare cu perioadă medie constantă cunoscută, calculul întârzierii totale poate da și valori negative, deoarece în relația :

$$\Delta t = \Delta t_\sigma + \Delta t_m, \quad (14)$$

Δt_m fiind negativ ar putea avea valoare absolută mai mare decât Δt_σ generat aleator.

Generarea unui impuls cu fază negativă, deci cu anticipație față de originea fazei, este posibilă dacă anticipația s-a calculat înaintea momentului de generare a semnalului. O realizare comodă în acest caz constă în întârzi-

erea tuturor semnalelor cu un interval de timp constant egal, de obicei cu perioada medie T de repetare a semnalelor pseudoaleatoare. În acest fel dispozitivul de generare a întârzierii medii va realiza timpul :

$$\Delta t_m = m - 3\sigma + T, \quad (15)$$

care are totdeauna valoare pozitivă. Dispozitivul se construiește ca și pentru cazul $m - 3\sigma \geq 0$, cu observația că ar putea necesita un volum mai mare.

Faza semnalelor generate este dependentă de întârzierile Δt_σ și Δt_m și se poate calcula cu relația :

$$\varphi = 2\pi \frac{\Delta t_\sigma + \Delta t_m}{T} \text{ (radiani)} \quad (16)$$

și are distribuție normală ca și suma $\Delta t = \Delta t_\sigma + \Delta t_m$, parametrii fază medie φ_m și unghiul de dispersie φ_σ fiind :

$$\varphi_m = 2\pi \frac{m}{T}; \quad \varphi_\sigma = 2\pi \frac{\sigma}{T}. \quad (17)$$

Dacă se generează semnale cu durată aleatoare, parametrii distribuției vor fi m și σ .

Dispozitivul de comandă

Dispozitivul de comandă se realizează cu o schemă combinațională, alimentată sau cu frecvența unui generator G , sau cu două frecvențe pentru a realiza independent T_m și T_σ . Dispozitivul emite comenzi de începere a numărării în numărătoare și este informat de atingerea stării zero în acestea. El permite elaborarea semnalului de ieșire, atunci cînd s-a terminat măsurarea intervalelor de timp. Schema dispozitivului de comandă trebuie să permită alegerea regimului de lucru dintre posibilitățile : fază, durată, fază și durată pseudoaleatoare, precum și introducerea valorilor dorite pentru parametrii m și σ ai distribuției ce se va realiza.

Caracteristici și erori

Performanțele unui generator de semnale cu fază și/sau durată pseudoaleatoare, ar putea fi prezentate prin perioada sau intervalul mediu de timp dintre două impulsuri, rezoluție sau cea mai mică diferență de fază sau de durată dintre două impulsuri, fidelitatea de realizare a curbei funcției de probabilitate. La generatorul expus, acești trei parametri depind de numărul de celule din care sînt constituite numărătoarele și registrele, precum și de frecvența de tact cu care se acționează în acestea.

Din necesitatea ca două semnale consecutive să nu se suprapună, se impun următoarele relații între m , σ , T , φ_m și φ_σ :

$$T \geq m + 3\sigma; T \geq 6\sigma; \varphi_m + 3\varphi_\sigma \leq 2\pi; 6\varphi_\sigma \leq 2\pi. \quad (18)$$

Pentru perioada T se va scrie relația:

$$T = (2^q - 1)d_m\tau + (2^n - 1)(2^r - 1)\tau,$$

valabilă atunci cînd se utilizează un singur generator de tact.

Deoarece τ nu poate fi redus sub limitele impuse de viteza de comutare din schemele secvențiale, pentru reducerea perioadei se vor utiliza generatoare separate pentru numărare în Nm și în $N\sigma$. În acest caz perioada va fi:

$$T = (2^q - 1)T_m + (2^n - 1)T_\sigma, \quad (19)$$

limita inferioară obținindu-se cînd T_m și T_σ au valorile minime admise de schemele de numărare.

Rezoluția generatorului este caracterizată prin cea mai mică diferență ce poate să apară între fazele sau duratele a două semnale generate. Analizînd relațiile (16), (8), (11), rezultă că pot apare diferențe de fază, datorită numărului n_m introdus în Nm pentru precizarea mediei, sau datorită numărului r_σ introdus în $D\sigma$ pentru precizarea dispersiei sau datorită numărului aleator n_σ extras din RDR și care fixează aleator faza generată, atunci cînd media și dispersia sînt precizate. Primele două cazuri concură la realizarea unei rezoluții prin programare, a cărei valoare relativă depinde de numărul de celule din care sînt constituite numărătorul Nm și divizorul $D\sigma$.

Al treilea număr n_σ contribuie la realizarea rezoluției în funcționarea continuă a generatorului. Rezoluția este deci:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi}{T} \delta(\Delta t_\sigma), \quad (20)$$

în care $\delta(\Delta t_\sigma)$ este cea mai mică variație a întârzierii de dispersie.

În acest fel se obține în cazul utilizării divizorului D :

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi r_\sigma \tau}{T}, \quad (21)$$

iar valoarea maximă:

$$\Delta\varphi_{max} = \frac{2\pi(2^r - 1)}{(2^q - 1)d_m + (2^n - 1)(2^r - 1)}. \quad (22)$$

Pentru generatoare de frecvență mai mare în care $D\sigma$ este înlocuit cu un generator de tacte separat, rezoluția este:

$$\Delta\varphi = \frac{2\pi T_\sigma}{(2^q - 1)T_m + (2^n - 1)T_\sigma}. \quad (23)$$

În ambele cazuri rezoluția depinde de q și de n ca și perioada T , astfel încît tendința de îmbunătățire a rezoluției realizabilă prin mărirea numerelor n și q conduce la creșterea perioadei și invers.

În figura 3 se prezintă curbele de variație a rezoluției și a frecvenței realizate de schemă în funcție de numărul de celule din numărătoare Nm și $N\sigma$.

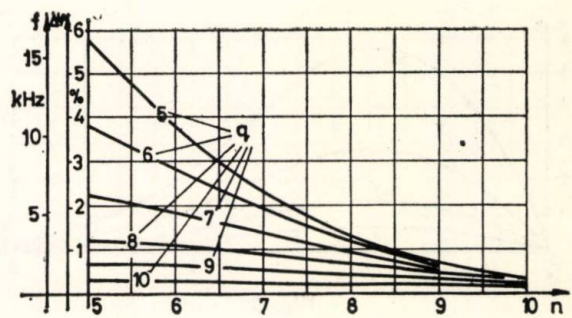


Fig. 3

Fidelitatea de realizare a curbei, funcției de probabilitate, se va putea observa comparînd realizările schemei expuse cu curba distribuției gaussiene. Schema generează o variabilă pseudoaleatoare discretă. Pentru a o putea compara cu o distribuție continuă se va considera că se generează o variabilă, care poate lua orice valori cu precizia jumătății rezoluției ($\Delta\varphi/2$) în interiorul domeniului de la $-3\varphi_\sigma$ la $+3\varphi_\sigma$. Toate valorile ce pot fi luate în interiorul unui interval egal cu $\Delta\varphi$ au aceeași probabilitate. Curba densității de probabilitate a variabilei generate se obține împărțind probabilitatea dată de relația (2) la lățimea unei fișii egală

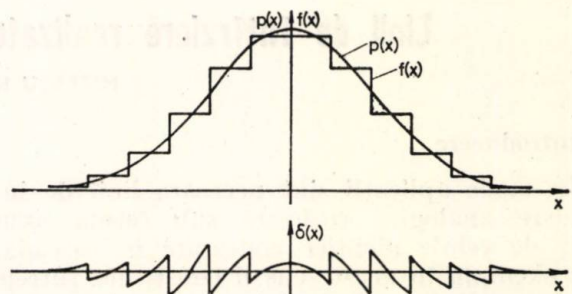


Fig. 4

cu $6\sigma/2^n$. Aspectul acestei curbe este o histogramă $f(x)$, care taie de 2^n ori curba densității de probabilitate $p(x)$ de tip gaussiană (fig. 4).

Din acest motiv eroarea de realizare a densității de probabilitate :

$$\delta(x) = f(x) - p(x), \quad (24)$$

are valori nule acolo unde cele două curbe $p(x)$ și $f(x)$ se întretaie și au valori maxime pozitive și negative în locurile în care apar salturi în densitatea de probabilitate $f(x)$, așa cum se vede în figura 4. Între două virfuri eroarea $\delta(x)$, are o variație cu atât mai liniară cu cât $\Delta\varphi$ are valoare mai mică.

Eroarea este cu atât mai mică cu cât $\Delta\varphi$ este mai mic, deci cu cât numărul n de celule din care este constituit numărătorul $N\sigma$ este mai mare. Pentru patru valori ale lui n se vede în figura 5, în funcție de argument, înfășu-

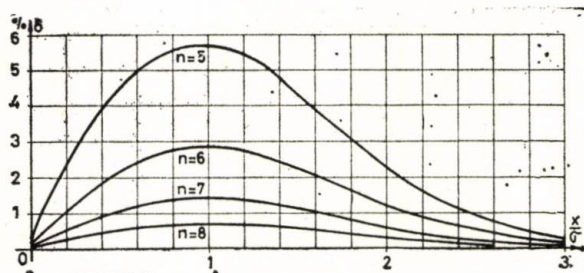


Fig. 5

rătoarea curbei $\delta(x)$. Aici s-au prezentat erorile maxime în % din $p(0)$. Valoarea maximă se obține pentru $x = \sigma$, cînd $p(x)$ are pantă maximă.

Generîndu-se numai valori discrete plasate la jumătatea intervalului $\Delta\varphi$, diferența dintre $f(x)$ și $p(x)$ nu este prea mare, deoarece triunghiurile curbilinii formate de $f(x)$ și $p(x)$ au aproape aceeași suprafață; pe măsură ce crește n , diferența aceasta se micșorează; pentru $n = 6$, de exemplu, nu se întilnesc

diferențe mai mari decît 0,08 %. În realitate, apare o altă eroare δ_s , provocată de rotunjirea ce se face pentru ca numărul ρ obținut din relațiile (1), (2) și (3) să aibă valoare întreagă. Valoarea maximă a acestei erori apare atunci cînd rotunjirea se face cu 0,5 unități și depinde de parametrii N și n ai convertorului de distribuție. Eroarea crește proporțional cu $2^n/6\sigma$, deoarece acest factor intră în expresia funcției $f(x)$ și invers proporțional cu 2^N . Valoarea maximă relativă la $p(0)$ va fi :

$$(\delta_s)_{max} = \frac{0,5 \cdot 2^n}{6\sigma 2^N p(0)} \cong 0,2 \cdot 2^{n-N}, \% \quad (25)$$

Cum $n-N$ ia valori obișnuite între 4 și 8, eroarea maximă se situează între 1,2 și 0,08 %.

Cu o schemă ca în figura 1 s-a construit un generator de semnale pseudoaleatoare, avînd parametri $n = r = 6$, $q = 9$, $N = 12$ pentru a realiza $m = 0,1-40$ ms ; $\sigma = 0,1-10$ ms, ambele reglabile în trepte de 0,1 milisecunde, frecvența medie 15 Hz cu o rezoluție de circa 1,5 % și o eroare de realizare a densității de probabilitate de circa 0,3 %. Generatorul de semnale utilizează un singur generator de tact cu frecvența de 100 kHz și divizoare de frecvență pentru generarea tactelor necesare numărării. Execuția schemei s-a făcut cu circuite integrate TTL.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Angheloiu, I. *Teoria codurilor*. București, Ed. militară, 1972.
- [2] Korn, G.A. *Simularea și măsurarea proceselor aleatoare*. București, Ed. tehnică, 1970.
- [3] Penescu, C. ș.a., *Identificarea experimentală a proceselor automatizate*. București, Ed. tehnică, 1971.
- [4] Sobolewski, J.S., Payne, W.H., *Pseudonoise with arbitrary amplitude distribution*. In: IEEE Trans. C, vol. C-21, nr. 4, aprilie 1972.

CZ 621.375.2

LINII DE ÎNTÎRZIERE
AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE

Linii de întîrziere realizate cu amplificatoare operaționale

MITESCU IOAN * — București

Introducere

În unele aplicații sint necesare linii de întîrziere analogice realizate sub forma unui lanț de celule identice conectate în cascadă. Un exemplu în acest sens îl constituie filtrele transversale [4] folosite pentru corectarea imperfecțiunilor de transmisiune ale canalelor telefonice în vederea transmisiunii datelor.

* Ing. Mitescu Ioan este asistent la Institutul politehnic-București, Facultatea electronică și telecomunicații.

Față de celulele de întîrziere realizate cu circuite pasive LC, cele realizate cu amplificatoare operaționale oferă avantaje importante, și anume: gabarit redus, atenuare nulă, preț de cost mai scăzut. După realizarea montajului nu sint necesare reglaje, deoarece, în afară de amplificatoare operaționale, schema conține numai rezistențe și capacități.

În acest articol se prezintă o metodă simplă de proiectare a celulelor de întîrziere aproximînd funcția de transfer $e^{-j\omega\tau}$ printr-o funcție

operațională Padé. Pentru obținerea schemei de principiu a celulei se folosește metoda grafurilor de semnal.

1. Aproximarea funcției de transfer

O linie de întârziere trebuie să permită trecerea neatenuată a semnalului, iar defazarea pe care o introduce trebuie să fie proporțională cu frecvența.

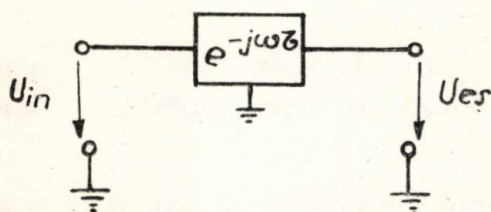


Fig. 1. Celulă de întârziere ideală.

Presupunând linia constituită din celule de întârziere identice, funcția de transfer a unei celule de întârziere ideale (fig. 1), este dată de relația (1),

$$\frac{U_{es}}{U_{in}} = e^{-j\omega\tau} \quad (1)$$

adică atenuarea celulei, exprimată în unități de transmisiune este zero, iar defazarea este dată de relația (2) în toată banda de frecvență de la zero la infinit.

$$\varphi(\omega) = -\omega\tau. \quad (2)$$

În cazul real, relația (1) trebuie îndeplinită numai în banda de frecvență $0 \div f_{max}$ a semnalului transmis. Aceasta înseamnă că trebuie găsită o funcție $f(x)$ care să satisfacă într-o măsură suficientă relația (3) în banda $0 \div f_{max}$.

$$f(x) \simeq e^{-x}, \quad x = j\omega\tau. \quad (3)$$

Se face observația că funcția e^{-x} este dezvoltabilă în serie Mac-Laurin, astfel încât condiția pe care trebuie să o satisfacă $f(x)$ pentru ca relația (3) să fie adevărată este ca termenii seriei Mac-Laurin ai funcției $f(x)$, relația (4), să coincidă respectiv cu termenii seriei e^{-x} până la ordinul dorit.

$$f(x) = f(0) + \frac{x}{1!} f'(0) + \frac{x^2}{2!} f''(0) + \frac{x^3}{3!} f'''(0) + \dots \quad (4)$$

Scriind $f(x)$ sub forma unei funcții algebrice raționale (Padé) cu polinoamele de la

numărător și numitor diferite de 1 ca în (5), în care $M(x)$ este de grad m , iar $N(x)$ de grad n ,

$$f(x) = \frac{M(x)}{N(x)} = \frac{1 + a_1 x + a_2 x^2 + \dots + a_m x^m}{b_0 + b_1 x + b_2 x^2 + \dots + b_n x^n}. \quad (5)$$

Seria (4), se obține ușor împărțind $M(x)$ la $N(x)$. În expresia lui $f(x)$ sînt $m + n + 1$ coeficienți a_i, b_i ; aceasta înseamnă că se pot determina acești coeficienți astfel încît dezvoltarea (4) să coincidă cu dezvoltarea lui e^{-x} pînă la termenul de ordinul $m + n$ inclusiv.

În relația (5) avem $m > n, m = n, m < n$. Urmărind implementarea cu amplificatoare operaționale, facem observația că numărul de amplificatoare necesar pentru o celulă este dictat de cel mai mare dintre indicii m și n . Este avantajos deci să se ia $m = n$, deoarece în cazul acesta numărul de termeni din (4), care vor coincide cu cei din dezvoltarea lui e^{-x} , va fi cel mai mare. În consecință $f(x)$ va fi o funcție trece-tot, de forma (6)

$$f(x) = \frac{1 + a_1 x + a_2 x^2 + \dots + a_m x^m}{b_0 + b_1 x + b_2 x^2 + \dots + b_m x^m}. \quad (6)$$

Folosind metoda de mai sus, s-a determinat $f(x)$ sub forma (6) pentru $m = 1 \div 5$. S-au obținut relațiile (7) ÷ (11).

$$m = 1, f(x) = \frac{1 - \frac{1}{2}x}{1 + \frac{1}{2}x}; \quad (7)$$

$$m = 2, f(x) = \frac{1 - \frac{1}{2}x + \frac{1}{6}x^2}{1 + \frac{1}{2}x + \frac{1}{6}x^2}; \quad (8)$$

$$m = 3, f(x) = \frac{1 - \frac{1}{2}x + \frac{1}{5}x^2 - \frac{1}{20}x^3}{1 + \frac{1}{2}x + \frac{1}{5}x^2 + \frac{1}{20}x^3}; \quad (9)$$

$$m = 4, f(x) = \frac{1 - \frac{1}{2}x + \frac{3}{14}x^2 - \frac{1}{14}x^3 + \frac{1}{70}x^4}{1 + \frac{1}{2}x + \frac{3}{14}x^2 + \frac{1}{14}x^3 + \frac{1}{70}x^4}; \quad (10)$$

$$m = 5, f(x) = \frac{1 - \frac{1}{2}x + \frac{2}{9}x^2 - \frac{1}{12}x^3 + \frac{1}{42}x^4 - \frac{1}{252}x^5}{1 + \frac{1}{2}x + \frac{2}{9}x^2 + \frac{1}{12}x^3 + \frac{1}{42}x^4 + \frac{1}{252}x^5} \quad (11)$$

Cu substituția (3), $f(x)$ din aceste relații se scrie ca în (12)

$$f(x) = \frac{A(\omega) - jB(\omega)}{A(\omega) + jB(\omega)} \quad (12)$$

iar faza acestei funcții ca în (13),

$$|f(x)| = -2 \arctg \frac{B(\omega)}{A(\omega)} \quad (13)$$

$A(\omega)$ fiind partea pară, iar $B(\omega)$ partea impară a polinoamelor de la numărătorul și numitorul relației (6).

În tabelul 1 se dau valorile defazării calculate cu relația (13) pentru diferite valori ale lui

m , în funcție de $\omega\tau$, comparativ cu defazarea unei celule ideale, iar în figura 2 se face reprezentarea grafică. Punctele notate cu x dau valoarea lui $\omega\tau$ pentru care eroarea față de caracteristica ideală este 5%.

2. Sinteza funcției de transfer

Introducând frecvența complexă p în (3) și substituind $x = p\tau$ în (6), se obține relația (14).

$$f(x) = \frac{U_{ef}(p)}{U_{in}(p)} = \frac{1 + a_1 p\tau + a_2 p^2 \tau^2 + \dots + a_m p^m \tau^m}{b_0 + b_1 p\tau + b_2 p^2 \tau^2 + \dots + b_m p^m \tau^m} \quad (14)$$

Această funcție poate fi sintetizată folosind amplificatoare operaționale în circuite de derivare sau în circuite de integrare [3]. În primul caz, s-ar putea întâmpla însă ca derivata semnalului aplicat la intrare să scoată amplificatorul operațional din plaja sa de liniaritate, astfel încât sinteza cu amplificatoare operaționale în circuite de integrare este de preferat [2].

Tabelul 1

		$\omega\tau$ [radiani]											
Funcția		1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$-\omega\tau$ [grade]	Celula ideală	57,2	114,5	171,8	229,1	286,4	343,7	401,0	458,3	515,6	572,9	630,2	687,5
	$m = 1$	53,1	90,0	112,6	126,8	136,3	143,1	148,1	151,9	154,9	157,3	159,3	161,0
	$m = 2$	57,2	112,6	161,0	198,9	226,8	247,3	262,7	274,5	283,9	291,4	297,6	302,7
	$m = 3$	57,2	114,5	171,0	224,4	271,6	310,4	341,3	365,6	385,0	400,6	413,4	424,1
	$m = 4$	57,2	114,5	171,8	228,8	284,4	336,7	383,3	422,9	455,8	482,8	505,1	523,9
	$m = 5$	57,2	114,5	171,8	229,1	286,2	342,9	397,8	449,4	495,8	536,0	570,4	599,3

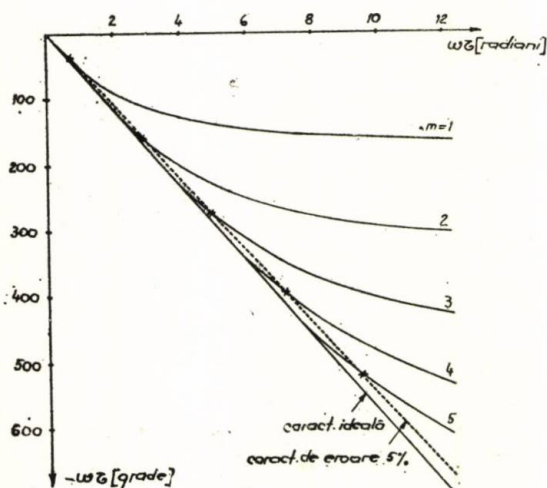


Fig. 2. Defazarea dată de diferite funcții de aproximare, comparativ cu caracteristica ideală.

În figura 3a este arătat un circuit de integrare cu amplificator operațional [3]. Funcția de transfer corespunzătoare este dată de (15), iar graful corespunzător este cel din figura 3b :

$$\frac{U_{ef}(p)}{U_{in}(p)} = -\frac{1}{\tau p} ; \tau = RC. \quad (15)$$

Pentru a realiza funcția (14) cu circuite de tipul celor din figura 3a, se împarte numărătorul și numitorul cu $p^m \tau^m$. Deoarece $a_i = b_i$

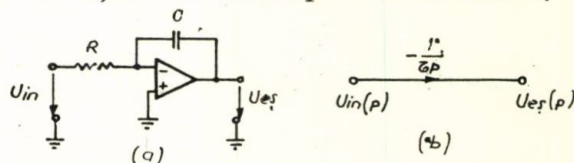


Fig. 3. Circuit de integrare cu amplificator operațional a și graful corespunzător b.

pentru i par, $a_i = -b_i$ pentru i impar și $b_0 = 1$, relația obținută poate fi pusă sub forma [(16).

$$(-1)^m U_{e\delta} = U_{in} + \frac{b_{m-1}}{b_m \cdot \tau} \left(-\frac{1}{p} \right) \left\{ U_{in} + (-1)^m U_{e\delta} + \right. \\ \left. + \frac{b_{m-2}}{b_{m-1} \cdot \tau} \left(-\frac{1}{p} \right) \cdot \left[U_{in} + (-1)^{m-1} U_{e\delta} + \dots + \right. \right. \\ \left. \left. + \frac{1}{b_1 \cdot \tau} \left(-\frac{1}{p} \right) (U_{in} - U_{e\delta}) \right] \right\}. \quad (16)$$

În figura 4 este dat graful care realizează relația (16) pentru m par. Pentru m impar se obține un graf similar. Schema de principiu cu circuite de integrare ca cel din figura 3 este evidentă.

Pentru determinarea elementelor unui etaj integrator se ține seamă de relația (17), în care T este transmitanța care trebuie realizată :

$$RC = \frac{1}{T}. \quad (17)$$

Alegînd $R = 1 \text{ M}\Omega$, capacitatea în μF va fi numeric egală cu inversul transmitanței T .

3. Exemplu

Se propune exemplificarea celor de mai sus pentru o celulă avînd $\tau = \frac{1}{2000}$ în banda

$0 \div 3000 \text{ Hz}$, admițînd o eroare maximă de 5%. Rezultă $2\pi f_{\max} \cdot \tau = 9,4$. Din figura 2, pentru această valoare, rezultă că este necesar $m = 5$, adică funcția aproximantă care ne satisface este cea din (11). Făcînd $x = p\tau$ în (11), rezultă relația (18), corespunzătoare lui (14), pe care o punem sub forma (19), corespunzătoare lui (16).

$$\frac{U_{e\delta}}{U_{in}} = \frac{30240 - 15120p\tau + 3360p^2\tau^2 - 420p^3\tau^3 + 30p^4\tau^4 - p^5\tau^5}{30240 + 15120p\tau + 3360p^2\tau^2 + 420p^3\tau^3 + 30p^4\tau^4 + p^5\tau^5}, \quad (18)$$

$$-U_{e\delta} = U_{in} - \frac{30}{p\tau} \left(U_{in} - U_{e\delta} - \frac{14}{p\tau} \left\{ U_{in} + U_{e\delta} - \right. \right.$$

$$\left. - \frac{8}{p\tau} \left[U_{in} - U_{e\delta} - \frac{4,5}{p\tau} \left\{ U_{in} + U_{e\delta} - \right. \right. \right.$$

$$\left. \left. - \frac{2}{p\tau} (U_{in} - U_{e\delta}) \right\} \right] \right\}. \quad (19)$$

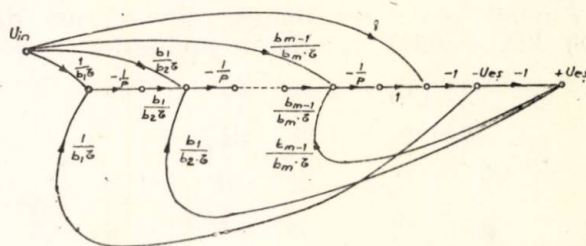


Fig. 4. Graful corespunzător relației (16).

Se obține graful din figura 5 și schema de principiu corespunzătoare din figura 6. Pentru

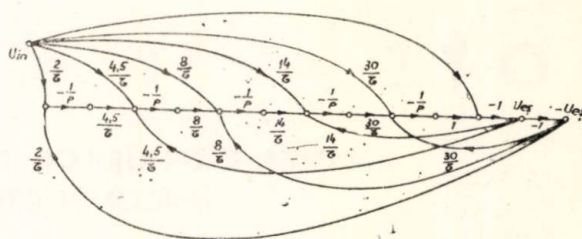


Fig. 5. Graful funcției (19).

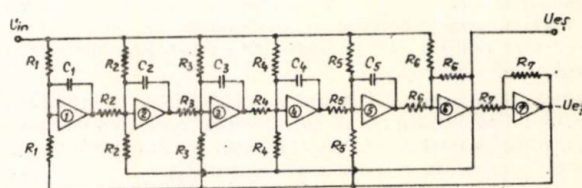


Fig. 6. Schema de principiu a celei de întârziere ($m=5$).

dimensionarea elementelor schemei, din (17) rezultă :

$$R_1 C_1 = \frac{\tau}{2} = 250 \cdot 10^{-6};$$

$$R_2 C_2 = \frac{\tau}{4,5} = 111,1 \cdot 10^{-6};$$

$$R_3 C_3 = \frac{\tau}{8} = 62,5 \cdot 10^{-6};$$

$$R_4 C_4 = \frac{\tau}{14} = 35,7 \cdot 10^{-6};$$

$$R_5 C_5 = \frac{\tau}{30} = 16,7 \cdot 10^{-6};$$

Punind toate rezistențele din schemă de 100 k Ω , rezultă valorile capacităților:

$$C_1 = 2\,500 \text{ pF};$$

$$C_2 = 1\,111 \text{ pF};$$

$$C_3 = 625 \text{ pF};$$

$$C_4 = 357 \text{ pF};$$

$$C_5 = 167 \text{ pF};$$

Realizată cu amplificatorul operațional $\beta A741$, celula de mai sus a corespuns întru totul preziciunilor teoretice.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Truxal, J.G. *Automatic Feedback Control System Synthesis*. McGraw-Hill Book Co, 1955.
- [2] Hakim, S. *Feedback Circuit Analysis*. London ILIFFE Book Co. 1966.
- [3] Damaye, R. *L'Amplificateur Opérationnel*. Editions Radio, 1974.
- [4] Lucky, R.W., Salz, J., Weldon, E.J. Jr. *Principles of Data Communication*. Mc. Graw-Hill Book Co., 1968.
- [5] Wall, H.S. *Analytic Theory of Continued Fractions*. Van Nostrand, 1978.

NOTE

ANALIZA REGIMURILOR TERMICE ALE DISPOZITIVELOR SEMICONDUCTOARE DE PUTERE *

Introducere

Regimul termic are o influență hotărâtoare în proiectarea și realizarea dispozitivelor de putere, la care se urmărește atât maximizarea raportului putere/volum, cât și o fiabilitate cât mai ridicată atât în regim de curenți nominali, cât și în regim de suprasarcină.

Dispozitivele semiconductoare de putere care funcționează în regim de comutație ridică, în principal, problema comportării în timp, datorită fenomenelor termice tranzitorii, exprimate de impedența termică a structurii Z_{th} .

În scopul optimizării comportamentului termic se impune cunoașterea distribuției de temperatură în materialul semiconductor, precum și a modului de transfer al căldurii de la regiunea sursă în exterior.

1. Formularea problemei pentru modelul unidimensional

Rezolvarea problemei transferului de căldură în dispozitive de putere s-a bazat pe rezolvarea ecuației neliniare cu derivate parțiale, care descrie comportarea termică tranzitorie a unui mediu de conductivitate $K(T)$ [1], [2]:

$$\rho c \frac{\partial T}{\partial t} = q + K(T) \nabla^2 T + \frac{dK(T)}{dT} \left[\left(\frac{\partial T}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial T}{\partial y} \right)^2 + \left(\frac{\partial T}{\partial z} \right)^2 \right], \quad (1)$$

unde:

- ρ este densitatea materialului, g/cm³;
- c — căldura specifică; J/cm³;
- T — temperatura, °C;
- t — timpul;
- q — densitatea de putere disipată $q = q(x, y, z, t)$, W/cm³;
- K — conductivitatea termică, $K = K(T)$, W/cm°C.

Această lucrare analizează unidimensional comportarea termică tranzitorie a unei structuri semiconductoare, al cărei model fizic este prezentat în figura 1. Ambaza metalică a fost aleasă de aluminiu (Al), pentru care s-au utilizat datele

cunoscute [2] privind variația conductivității termice cu temperatura. Puterea se disipă la diverse adâncimi în siliciu, în structuri de diferite grosimi.

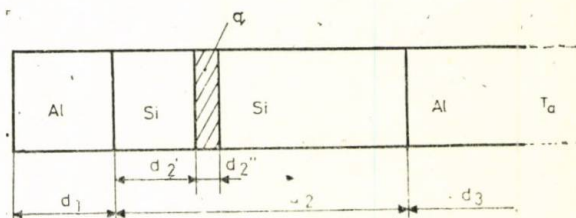


Fig. 1. Structura analizată:

d_1 — adâncimea regiunii de aluminiu; d_2 — adâncimea regiunii de siliciu; d'_2 — adâncimea la care se află sursa de putere.

Injectia de putere $q = \text{const.}$ simulează comportarea structurii pentru un puls de putere constantă de forma:

$$q = q_0 \cdot 1(t), \quad (2)$$

unde:

$$1(t) = \begin{cases} 1, & \text{pentru } t > 0; \\ 0, & \text{pentru } t < 0, \text{ este funcția treaptă unitate.} \end{cases}$$

În figura 1 regiunea de Al de la dreapta structurii simulează condiția de termostare la $T = T_a (= 27^\circ\text{C})$.

Problema a fost studiată cu 6 grade de libertate (6 parametri independenți), și anume: $d_1, d_2, d'_2, d''_2, q, t_M$ într-un interval de timp $t \in (0, t_M)$ de la aplicarea pulsului de putere.

2. Modelarea matematică pentru mediu semiconductor neliniar

Ecuația (1) cu condițiile de frontieră asociate (fig. 1) poate fi rezolvată prin tehnici numerice, cu diferite grade de precizie și viteză de convergență: calculul variațional [1], diferențe finite [2] — [6], elemente finite [3] etc.

Fiecărei regiuni i se poate asocia (avînd la bază descrierile analitice echivalente și semnificațiile energetice), prin analogie cu structurile electrice, o rețea cu parametri distribuției, de tip $R_{th} - C_{th}$, precum și surse de curent constant [2], [3], cu valori în funcție de $\Delta x, \Delta t$ (discretizare a spațiului, respectiv a timpului).

* Lucrare prezentată la sesiunea științifică a ICCE, IPRS și IPB, București, 24—25 iunie 1976.

Circuitul electric, rezultat al dublei discretizări, poate fi descris analitic [3]:

$$\frac{KA(T_{n-1} - T_n)}{\Delta x} - \frac{KA(T_n - T_{n+1})}{\Delta x} + qA\Delta x = 0, \quad (3)$$

unde: K este conductivitatea termică a siliciului, A — aria considerată, q — densitatea de putere, T_{n-1} , T_n , T_{n+1} — temperatura nodurilor adiacente ($n-1$), n , ($n+1$).

În general, introducerea mărimii Δt în ecuația (3) determină apariția oscilațiilor soluției, a stabilității răspunsului [2], [3].

O metodă de analiză numerică cu stabilitate independentă de alegerea elementelor de discretizare în spațiu și timp (Δx , Δt) este metoda Liebmann [2], [3], în cadrul căreia se exprimă temperatura unui nod T_n în funcție de temperatura, încă necunoscută, a nodurilor adiacente: $T_{n-1}(t + \Delta t)$ și $T_{n+1}(t + \Delta t)$.

Rezultă un sistem de ecuații sub formă implicită:

$$T_n(t + \Delta t) - T_n(t) = \frac{\Delta t}{\rho c A \Delta x} \{KA/\Delta x [T_{n+1}(t + \Delta t) - 2T_n(t + \Delta t) + T_{n-1}(t + \Delta t)] + qA\Delta x\}, \quad (4)$$

unde: $n = 1, \dots, N$ (N = numărul total de puncte), $T_{n-1}(t + \Delta t)$, $T_n(t + \Delta t)$, $T_{n+1}(t + \Delta t)$ — temperaturile a 3 noduri adiacente la momentul ($t + \Delta t$).

În acest caz, alegerea lui Δx și Δt se efectuează independent de considerentele de stabilitate sau convergență, fiind determinată numai de necesitățile impuse de gradul de precizie dorit. Totodată, ecuația (4) permite să se țină seamă de variațiile conductivității termice K a siliciului cu temperatura [2], [3].

Sistemul de ecuații (4) a fost rezolvat printr-un algoritm cu viteză de convergență sporită — metoda Richtmeyer [2], [3], timpul efectiv de execuție al unui set de date pe un calculator IBM 360/40 fiind de aproximativ 20 s, pentru o discretizare a spațiului de $N = 20$ noduri în 400 de pași de timp [6].

3. Rezultate cantitative

În figura 2 se prezintă distribuția tranzitorie de temperatură într-o structură Al—Si, în care puterea cu o densitate $q = 1,5 \cdot 10^5 \text{ W/cm}^2 \mu\text{m}$, se disipă la o adâncime $d'_2 = 5 \mu\text{m}$,

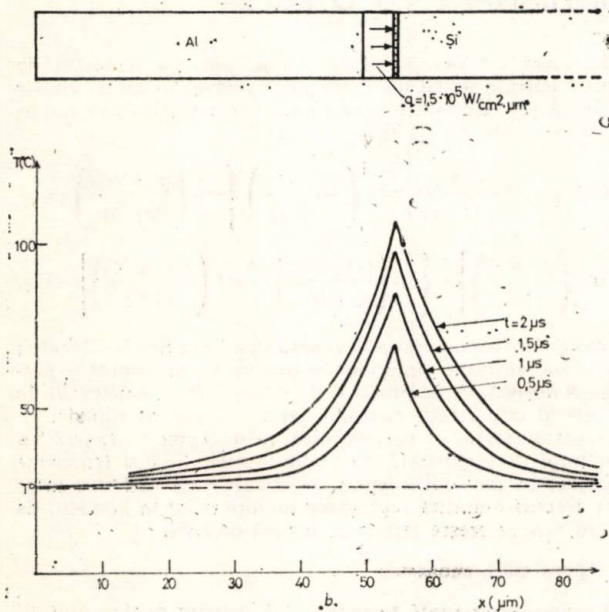


Fig. 2. Distribuția de temperatură în structură în funcție de timp la o densitate de putere constantă.

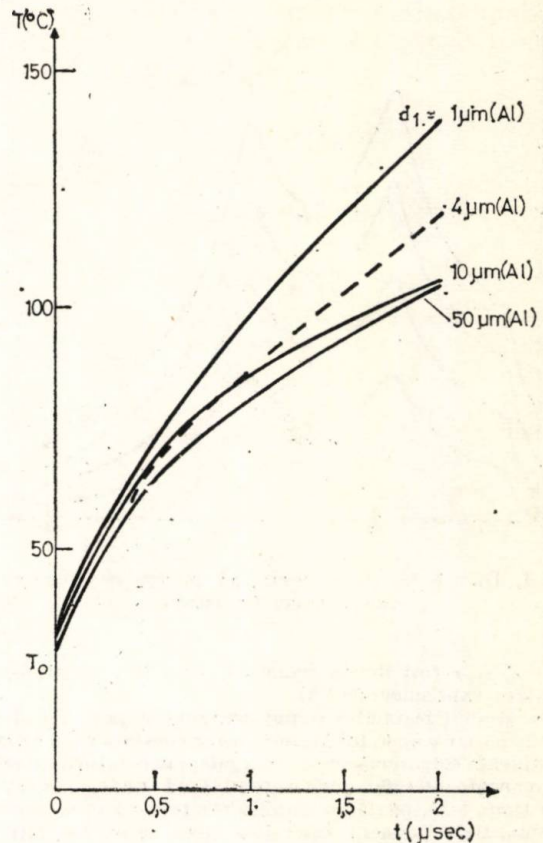


Fig. 3. Influența grosimii aluminiului asupra temperaturii maxime în structură.

pe o grosime $d'_2 = 1 \mu\text{m}$, iar grosimea stratului de Al este $d_1 = 50 \mu\text{m}$.

Pentru aceleași condiții de disipare a puterii, cu grosimi diferite de Al(d_1) se constată că temperatura maximă T_M scade hiperbolic cu creșterea lui d_1 . Se obțin diferențe semnificative ale valorilor T_M pentru grosimi de Al cuprinse între 1–10 μm . La creșterea lui d_1 peste 10 μm (studiată până la 50 μm), T_M nu mai variază semnificativ. În aceste condiții, stratul de aluminiu ($d_1 = 50 \mu\text{m}$) se comportă ca un radiator care termostatează ambele capete ale zonei de siliciu (fig. 1) la temperatura $T = T_a$.

Din dependența $T_M = T_M(t)$, (fig. 3) se deduce creșterea în timp a capacității termice echivalente a structurii, panta de creștere a temperaturii maxime fiind mai mică la grosimi mai mari ale stratului de Al.

Acest rezultat este normal, aluminiul comportându-se ca un acumulator de energie și în același timp ca un element de scurtcircuitare a rezistenței termice a siliciului. Rezistența termică echivalentă este mai mică la structuri compuse de tip Al—Si în comparație cu structurile fără ambază.

În condițiile în care se studiază o structură de Si, cu adâncimi d'_2 variabile de disipare a puterii (fig. 1), se constată o scădere puternică a temperaturii maxime T_M la creșterea lui d'_2 .

Regimul cel mai defavorabil se obține pentru o regiune de disipare a puterii la suprafață ($d'_2 = 0$), când, pentru o densitate de putere $q = 1,5 \cdot 10^5 \text{ W/cm}^2 \mu\text{m}$, răspunsul modelului este $T_M = 195^\circ\text{C}$, iar pentru $q = 6 \cdot 10^5 \text{ W/cm}^2 \mu\text{m}$ rezultă $T_M = 970^\circ\text{C}$ după 2 μs de la aplicarea pulsului de putere.

În figura 4 se prezintă o structură în care puterea se disipă în două regiuni. Este cazul, de exemplu, al unui tiristor polarizat invers.

Pentru o densitate de putere $q = 200 \text{ W/cm}^2 \mu\text{m}$, creșterea de temperatură față de temperatura mediului ambiant

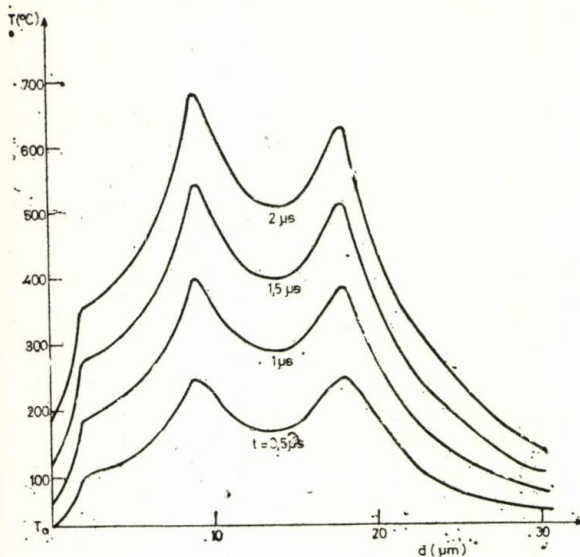


Fig. 4. Distribuția de temperatură pentru o structură cu două surse de putere.

$T_a = 27^\circ\text{C}$ a fost de maximum 4°C , ceea ce se confirmă de rezultate experimentale [6].

Din studiul regimului termic tranzitoriu (pentru o densitate de putere $q = 6 \cdot 10^6 \text{ W/cm}^2 \mu\text{m}$) se constată că în primele μs influența celor două surse este egală, temperaturile maxime corespunzătoare celor două regiuni fiind egale, $T_{M1} = T_{M2}$.

În timp, însă, odată cu stabilizarea termică se va observa o diminuare a ponderii celei de-a doua surse T_{M2} față de prima sursă T_{M1} , $T_{M2} < T_{M1}$.

Modelul respectiv poate fi utilizat și pentru alte dispozitive electronice, în care puterea se disipă în volum cu densitatea $q = \text{const.}$, iar efectele de margine pot fi neglijate într-o primă aproximație.

4. Concluzii

Prin algoritmul utilizat, bazat pe modelarea convenabilă a structurii, s-a urmărit înglobarea neliniarității materialelor, relevându-se în principal influența dependenței conductivității termice de temperatură $K(T)$.

Soluțiile numerice pentru regimurile termice cu variații mari de temperatură au scos în evidență o pronunțată diferență în valorile temperaturii maxime T_M pentru cele două metode de calcul, cu ipotezele de bază $K = \text{const.}$ și $K = K(T)$. Astfel, în unele situații, temperatura maximă reală obținută pentru cazul $K = K(T)$ este de aproximativ două ori mai mare decât pentru cazul idealizat (ipoteza simplificatoare $K = \text{const.}$).

Metoda de calcul utilizată este în curs de perfecționare; pentru o mai mare precizie a rezultatelor și o simulare mai apropiată de realitate a regimului termic urmează să se țină seamă de efectele specifice spațiilor bidimensionale.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Eckert, E.R.G. și Drake, R.M. Jr. *Heat and Mass Transfer*. New York, Mc Graw-Hill, 1959.
- [2] Domingos, H. *Transient Temperature Rise in Silicon Semiconductor Devices*. În: IEEE Trans. on Electron Devices, ED-22, 20, 1975.
- [3] Wentzen, F. T. *Computer-Aided Thermal Analysis of Power Semiconductor Devices*. În: IEEE Trans. on Electron Devices, ED-17, 765, 1970.
- [4] Silard, A. și Bodea, M. *An Approach to the Heat Flow Problems and Transient Temperature Rise in Non-linear Semiconductor Media*. În: Letters in Heat and Mass Transfer, 3, 147, 1976.
- [5] Leturcq, P.H. și Cavalier, C. *A Thermal Model for High Power Devices Design*. În: 1974, Int. Electron Devices Meeting Tech. Digest, Washington, Dec. 1974, p. 422-425.
- [6] Silard, A. și Bodea, M. *Power limitations and reliability of power devices: a thermal insight*. În: 1976 Int. Electron Devices Meeting Tech. Digest (paper 7.1), Washington, Dec. 1976.

A. Silard, M. Bodea, M. Luca, M. Liță — IPB

APROXIMAREA FORMEI JONCȚIUNII PLANARE CU O ELIPSĂ *

Introducere

Problema formei reale a joncțiunilor pn obținute în procesul planar a fost interesantă încă din primele momente ale introducerii acestei tehnologii datorită influenței pe care o are raza de curbură a joncțiunii asupra tensiunii ei de străpungere. Mai târziu s-a constatat că cunoașterea formei joncțiunilor este importantă și în evaluarea altor parametri caracteristici componentelor care apar în circuitele integrate bipolare monolitice realizate în tehnologia planar epitaxială, cum ar fi valoarea rezistențelor difuzate sau performanțele tranzistorului pnp lateral.

Determinarea formei joncțiunii planare este o problemă destul de dificilă, deoarece implică rezolvarea ecuației difuziei în cazul bi- sau tridimensional.

1 Soluția de referință

Ecuația difuziei a fost studiată amănunțit pentru un mare număr de cazuri în legătură cu propagarea căldurii [1]. Utilizând similitudinea ecuațiilor care descriu cele două fenomene fizice, se poate adopta un procedeu de integrare bazat pe o funcție Green cunoscută din teoria conducției termice.

* Lucrare prezentată la sesiunea științifică a ICCE, IPRS și IPB, București, 24-25 iunie 1976.

În cazul difuziei din sursă finită, printr-o fereastră de difuzie pătrată de latură w , se poate deduce astfel o soluție analitică [2]; cu notațiile din figura 1, concentrația de impurități este dată de relația:

$$C(x, y, z, t) = \frac{C_S}{4\sqrt{\pi Dt}} \exp\left(-\frac{x^2}{4Dt}\right) \left\{ \operatorname{erf}\left(\frac{y + w/2}{2\sqrt{Dt}}\right) - \operatorname{erf}\left(\frac{y - w/2}{2\sqrt{Dt}}\right) \right\} \cdot \left\{ \operatorname{erf}\left(\frac{z + w/2}{2\sqrt{Dt}}\right) - \operatorname{erf}\left(\frac{z - w/2}{2\sqrt{Dt}}\right) \right\} - C_B,$$

unde C_S este concentrația la suprafață a impurității difuzate; C_B — concentrația uniformă de impurități în volum — presupusă neafectată de procesul de difuzie, D — coeficientul de difuzie al impurității difuzate, iar t — timpul de difuzie.

Această relație se va considera ca o expresie „exactă” a profilului de impurități. În realitate apar însă și fenomene neglijate în modelul adoptat în calculele de mai sus, între care trebuie amintită segregarea impurităților în bioxidul de siliciu care se crește termic în timpul difuziei.

2. Aproximări cunoscute

Expresia prezentată în paragraful anterior pentru profilul de impurități este incomodă în calculele curente. De aceea s-au propus mai multe procedee de aproximare — descrise

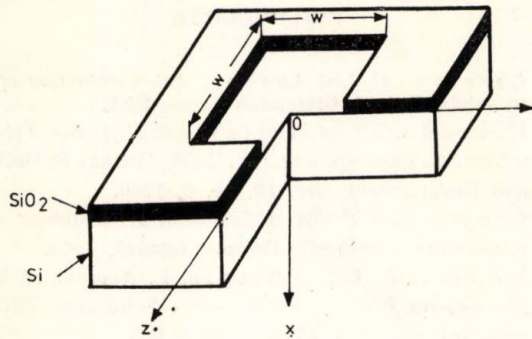


Fig. 1. Modelul adoptat pentru determinarea profilului impurității obținut prin difuzie din sursă finită printr-o tră în oxid.

În continuare — în funcție de mărimea electrică de interes în cele ce urmează, se va considera cazul bidimensional ($z \rightarrow \infty$).

2.1. Neglijarea difuziei laterale (paralelă cu suprafața). Pentru calculul valorii rezistențelor difuzate, modelul de ordinul zero, presupune că regiunea impurificată este un paralelipiped cu baza identică cu fereastra și cu înălțimea egală cu adâncimea joncțiunii.

2.2. Cercul cu centrul fix. Una din primele aproximări [3] apelează la o dreaptă racordată cu un sfert de cerc; acest model a fost utilizat cu succes în calculele tensiunii de străpungere. În aceste aplicații, punctul în care are loc racordarea nu prezintă nici o importanță, mărimea de interes fiind de fapt raza de curbură, presupusă egală cu adâncimea joncțiunii. De aceea, o primă variantă consideră că centrul cercului poate fi plasat la marginea ferestrei de difuzie ($y_0 = \pm w/2$); o variantă mai rafinată [4] îl fixează pe axa y în punctul $\pm \left(\frac{w}{2} - 0,3 x_j\right)$ unde x_j este adâncimea joncțiunii în regiunea în care se aproximează cu o dreaptă.

2.3. Cercul cu centrul mobil. Pentru calcul valorii rezistențelor difuzate poziția punctului de racordare devine esențială. Aceasta se poate determina din condiția ca valoarea finală a rezistenței să se apropie cât mai mult de soluția numerică a aceleiași probleme, cu ajutorul metodei celor mai mici pătrate [5]. S-a determinat astfel că în modelul „rezistiv” al joncțiunii, centrul cercului trebuie să se afle pe axa y la o distanță de aproximativ $0,82 \sqrt{Dt}$ de marginea ferestrei înspre interiorul acesteia.

3. Elipsa

Aproximațiile prezentate în paragraful anterior conduc la rezultate acceptabile numai în cazul ferestrelor de difuzie largi, în comparație cu adâncimea joncțiunii. Un model care nu complică esențial forma analitică, dar îmbunătățește atât precizia aproximării profilului de referință, cât și domeniul de aplicabilitate, utilizează o dreaptă racordată cu un sfert de elipsă. Acest model descrie satisfăcător și difuzia prin ferestre înguste, întâlnită frecvent în circuitele integrate monolitice.

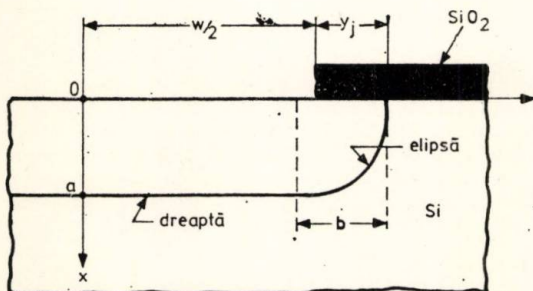


Fig. 2. Mărimile caracteristice aproximării joncțiunii planare cu o elipsă racordată cu o dreaptă.

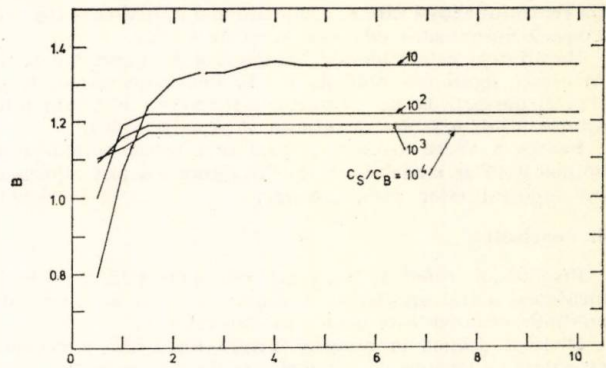


Fig. 3. Dependența semiaxei „orizontale” a elipsei în funcție de mărimea ferestrei de difuzie. Mărimi normalize la $x_j = a$ și $w = \infty$.

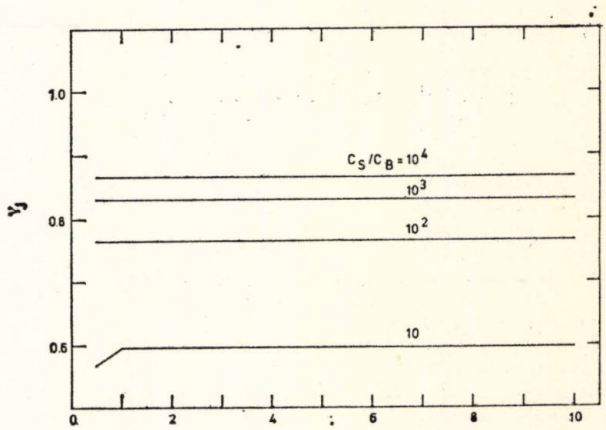


Fig. 4. Dependența $Y_j(W)$. Mărimi normalize la $x_j = a$ și $w = \infty$.

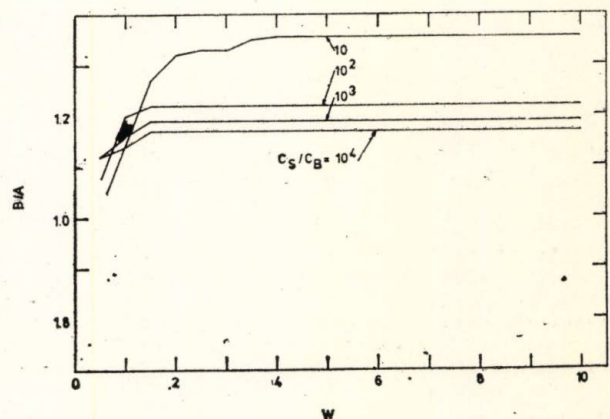


Fig. 5. Dependența raportului semiaxelor elipsei de mărimea ferestrei de difuzie. Mărimi normalize la $x_j = a$ și $w = \infty$.

Alegerea elipsei pentru aproximare se impune firesc, nu atât pentru că elipsa este o generalizare imediată a cercului, cât mai ales pentru faptul că elipsa satisface condițiile la limită ale problemei difuziei: este perpendiculară atât pe suprafața semiconductorului, cât și pe axa x .

Calculul parametrilor elipsei [5] s-a realizat cu ajutorul unui program implementat pe calculatorul FELIX C-256 a Centrului de calcul al Institutului politehnic din București. Metoda de calcul este, principial, metoda celor mai mici pătrate; ea permite determinarea semiaxei orizontale și pozi-

ția centrului elipsei care dă cea mai bună aproximare (fig. 2). Precizia aproximării este mai bună de 0,8%.

Rezultatele calculelor sînt prezentate în figurile 3 și 4. În aceste figuri mărimile A , B , Y , sînt mărimile a , b , y_j (fig. 2) normate la x_j — adîncimea joncțiunii obținută prin difuzie printr-o fereastră infinită $x_j = a$ ($w = \infty$).

Pentru a vedea distanța la care se situează aproximarea optimă dată de modelul circular, în figura 5 a fost reprezentat raportul celor două semiaxe.

4. Concluzii

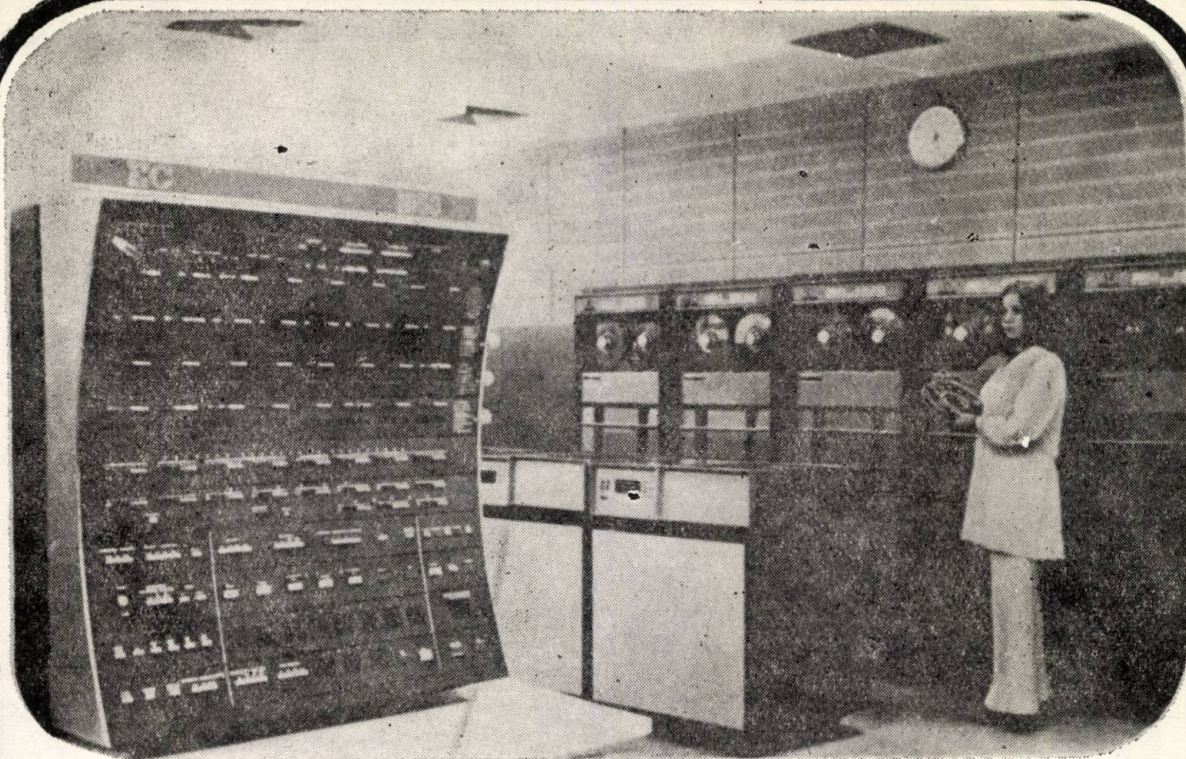
Profilul „de referință” al joncțiunii planare în cazul bidimensional a fost aproximat în diferite moduri în funcție de mărimile electrice care urmau să fie evaluate.

Modelul propus în această lucrare utilizează o dreaptă racordată cu un sfert de elipsă și permite o aproximare foarte strînsă a formei joncțiunii, fără a implica o complicare esențială a formei analitice. De aceea, el constituie un punct de plecare adecvat pentru calcularea unor parametri electrici ai joncțiunilor pn planare.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Carslaw, H.S. și Jaeger, J.C. *Conduction of heat in solids*. Oxford, Clarendon Press, 1959.
- [2] Kennedy, D.P. și Murley, P.C. *Diffusion Through a Narrow Mask Opening*. In: IBM Journal of Research and Development, vol. 10, nr. 6, 1966.
- [3] Grove, A.S. *Fizica și tehnologia dispozitivelor semiconductor*, București, Editura tehnică, 1974.
- [4] De Massa, T.A. și Rispin, L. *Analysis of Modified Lateral PNP Transistors*. In: Solid-State Electronics, vol. 18, nr. 6, 1975, p. 481—490.
- [5] Bucur, M. Lucrare de diplomă. Institutul politehnic din București, Facultatea de electronică și telecomunicații, 1976.

M. Bodea, M. Bucur, A. Vild-Maior — IPB și IPRS



CALCULATOARE ELECTRONICE

funcționează cu diferite dispozitive periferice
cu sistem unificat de calcul (SUC)

Modele de SUC	Capacitate de memorare operațională, k octeți	Productivitatea medie, mii operații/s	Funcționare multiprogram
SUC-1022	512	80	15 programe de lucru utilizate simultan cu funcționarea în paralel a procesorului și dispozitivelor periferice
SUC-1033	512	200	
SUC-1050	1024	500	

Furnizorul asigură:

- executarea lucrărilor de pornire-reglare;
- service de întreținere rapidă și eficientă;
- aprovizionarea regulată și completă cu piese de schimb;
- un înalt nivel de formare a specialiștilor străini.

Exportator :ELORG,,

121200, Moscova

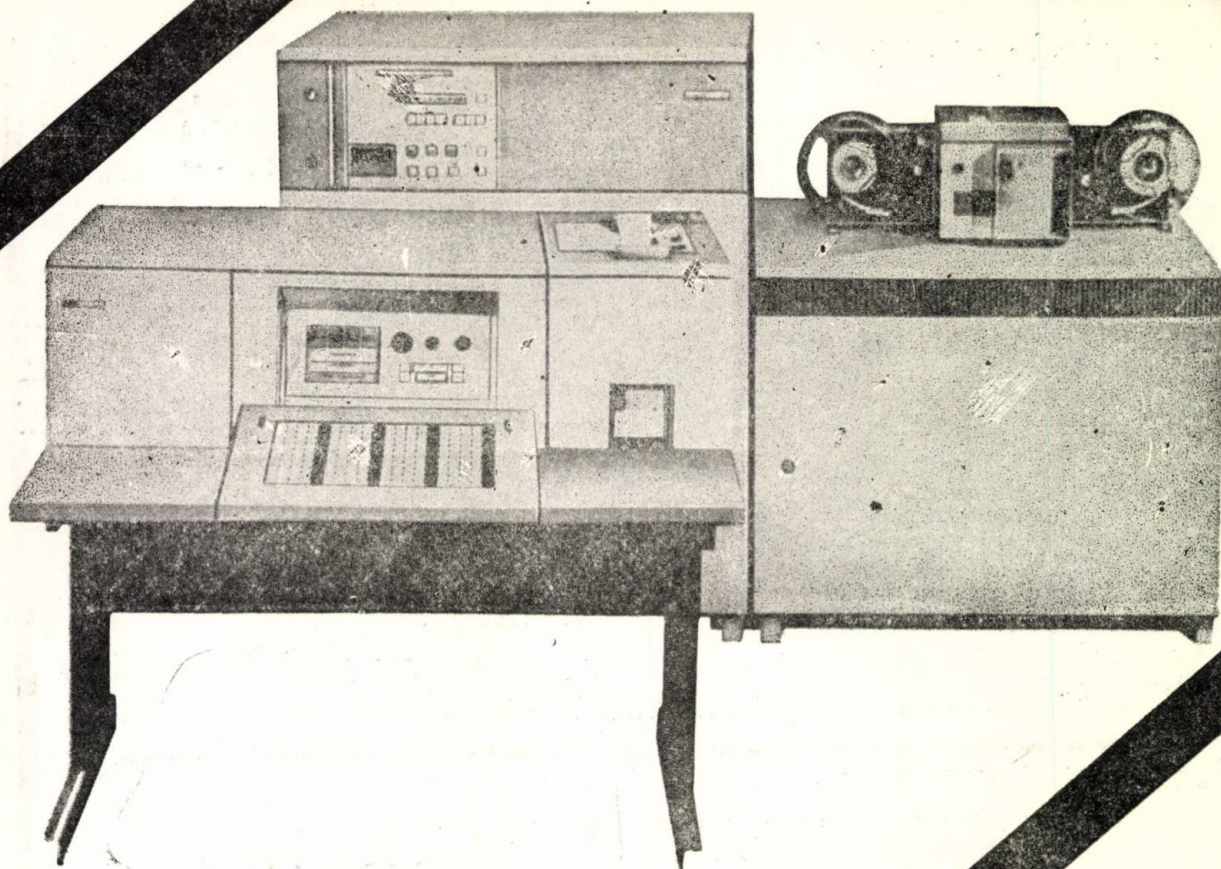
G-200, U.R.S.S.

Telefon:251-39-46

Telex: 7586



ELORG



dato **1600**

***Dacă sînt cuprinse date
cu mare eficacitate de
utilizare tehnică, atunci
folosiți: dato 1600***

Büromaschinen-Export
GmbH Berlin
Friedrichstrasse 61
DDR-810 Berlin,
R. D. Germană

bme

dato 1600 este un sistem semiautomat de stocare a datelor cu multiple posibilități.

Elemente componente: unități decentralizate de chestionare și dirijare, stocare de date, unități de imprimare, dispozitive de transfer.

Metoda sa de lucru: stocare manuală sau automată de informații numerice sau alfanumerice în imediata apropiere a locului de proveniență (este posibilă transferarea informațiilor recepționate direct către o instalație electronică de prelucrare a datelor, imediat sau ulterior).

Prin unitățile de imprimare este posibilă atât redactarea, cât și imprimarea datelor rezultate ale unei unități de calcul.

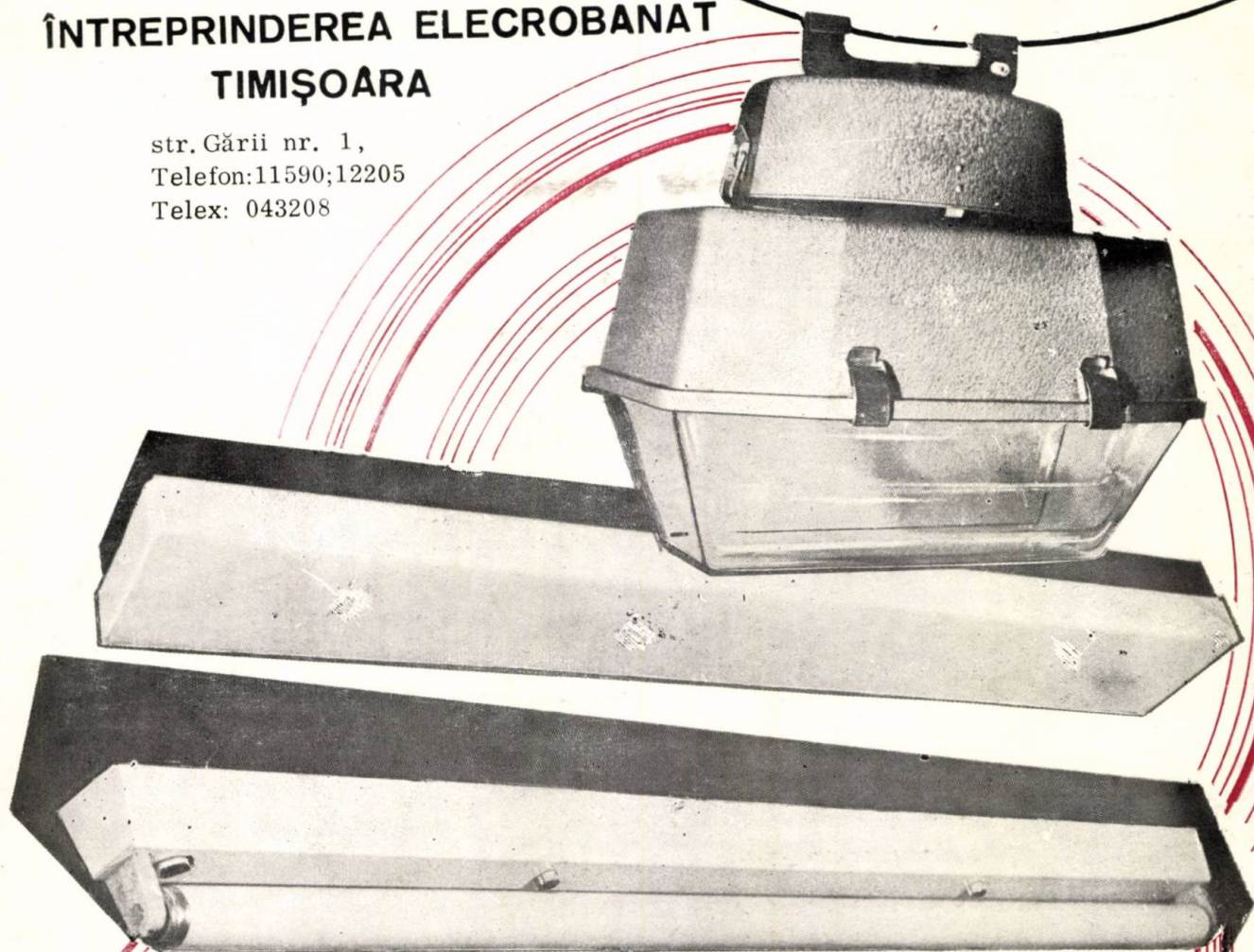
dato 1600 prin diferite configurații este un sistem on-line de stocare a datelor de înalte performanțe. Și, bineînțeles, poate fi cuplat cu multe instalații de tipul EVD,

Vă rugăm să vă informați.
Documentațiile noastre vă
stau la dispoziție!

PUBLICOM

ÎNȚREPRINDEREA ELECROBANAT TIMIȘOARA

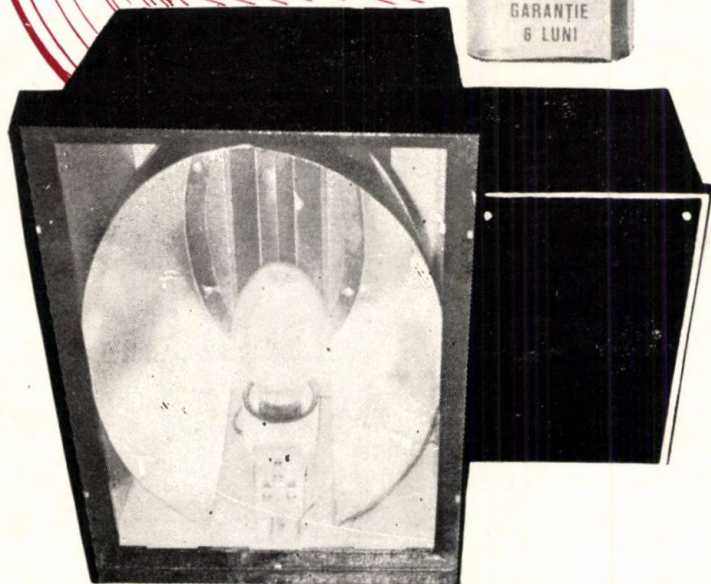
str. Gării nr. 1,
Telefon: 11590; 12205
Telex: 043208



Produce și livrează o serie de grupe de produse ca:



- Faruri și lămpi pentru autovehicule ;
- Corpuri de iluminat interior și exterior ; industriale și antiexplozive ;
- Corpuri de iluminat locomotive, vagoane de căi ferate și nave ;
- Lanterne și baterii galvanice. Ca noutăți :
- Semafoare și aparataj electric industrial.



Institutul de cercetări pentru componente electronice

livrează **din stoc** dispozitive semiconductoare
de înalte performanțe realizate în noua
facilitate din str. Erou Iancu Nicolae 32 B

CIRCUITE INTEGRATE LINIARE

- ROB 101 — Amplificator operațional monolitic de generația a II-a (echivalent cu LM 101 — National Semiconductor)
- ROB 709 — Amplificator operațional monolitic (echivalent cu μ A 709 — Fairchild)

TRANZISTOARE BIPOLARE

- 2N 709 — Comutator ultrarapid, NPN
- BSX 35 — Comutator ultrarapid, PNP
- 2N 2369 — Comutator rapid, NPN
- 2N 2218, 2N 2219 — Amplificatoare de semnal mic de uz general, NPN
- 2N 918 — Amplificator IF de semnal mic, NPN
- 2N 3866 — Amplificator RF de putere, NPN
- ROS 03 — Amplificator JF de semnal mic, NPN

TRANZISTOARE CU EFECT DE CÎMP MOS

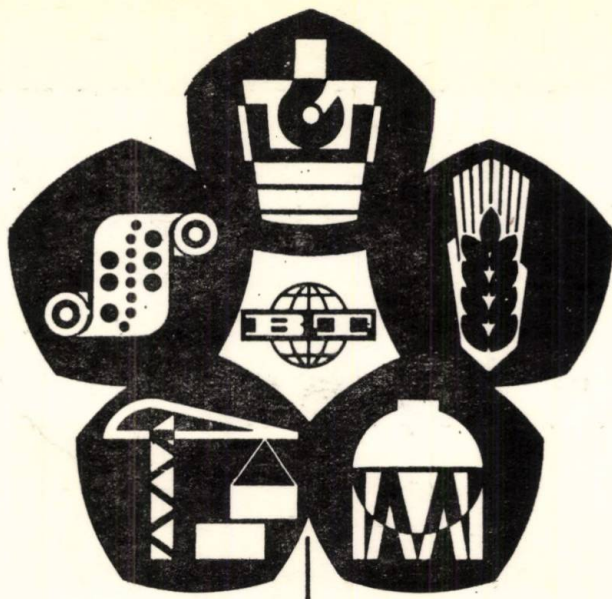
- ROS 01, ROS 104 — Tranzistoare cu efect de câmp MOS/canal P

DISPOZITIVE OPTOELECTRONICE

- ROL 02 — Diodă electroluminiscentă cu GaAsP (roșu)
- ROL 21, ROL 22 — Fotodiode planare cu siliciu
- ROL 11 — Celulă fotovoltaică cu siliciu
- ROL 31, ROL 32 — Fototranzistoare planare cu siliciu

ICCE CERCETEAZĂ PRODUCÎND. ICCE LIVREAZĂ

Institutul de cercetări pentru componente electronice (ICCE)
Str. Erou Iancu Nicolae, nr. 32 B, București, telefon 79 38 40 (Serv. Desfaceri)



ORGANIZAȚIA UNIONALĂ

"VNESHTECHNIKA"
MOSCOVA, U. R. S. S.

acordă sprijin organizațiilor de cercetări științifice, proiectări de construcții și proiectări tehnologice, întreprinderilor industriale și firmelor sovietice și străine în rezolvarea problemelor comerciale, de transport și juridice legate de realizarea colaborării tehnico-științifice, în domeniile:

- efectuării lucrărilor de cercetări științifice, proiectări de construcții și proiectări tehnologice în comun și pe bază de comenzi;
- executării comenzilor organizațiilor sovietice și străine pentru elaborarea și transmiterea documentației tehnico-științifice, precum și pentru confecționarea și închirierea utilajelor științifice, prototipurilor, produselor și materialelor;
- efectuării de expertize tehnico-științifice, încercări de materiale și consultații.

ORGANIZAȚIA UNIONALĂ
"VNESHTECHNIKA"

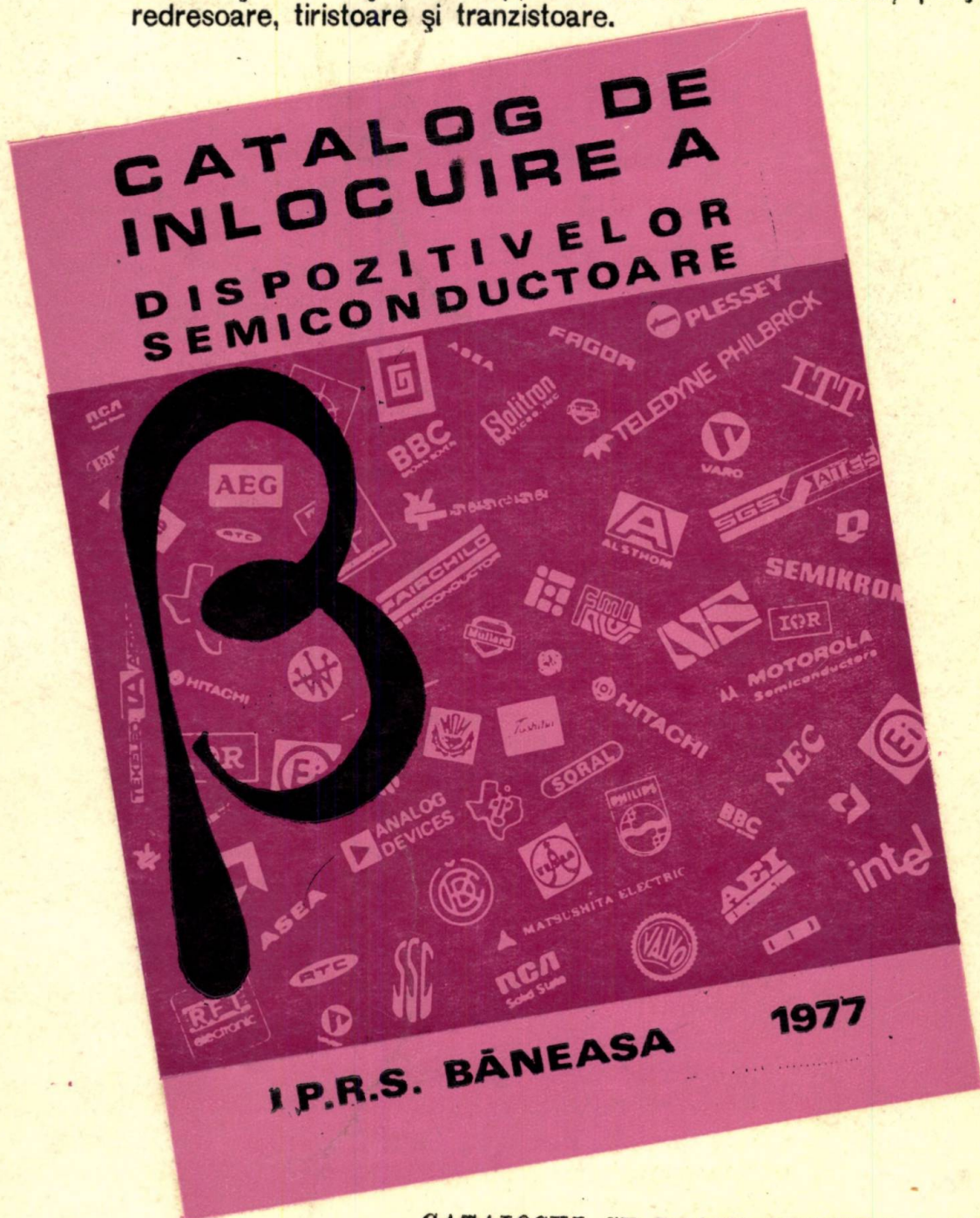
MOSCOVA, U. R. S. S. ,119034,
STAROKONIUSENNY PEREULOK, 6,
TELEFON 202-02-60
TELEX: Garant 7918
TELEGRAPH: MOSKVA VNESHTECHNIKA
FILIAL: KIJEV, 252033,
N. BOTANICHESKAJA UL., 2,
TELEFON: 24-51-44
TELEGRAMA: KIJEV VNESHTECHNIKA
PUBLICOM

1977 OKT 1

Dacă aveți în întreprindere dotări echipate cu produse semi-conductoare importate, puteți găsi ușor echivalențele lor de fabricație românească în îndrumătorul recent apărut:

„CATALOG DE ÎNLOCUIRE A DISPOZITIVELOR SEMICONDUCTOARE”

Acesta cuprinde echivalențele din fabricația românească, cum sînt: circuite integrate logice și liniare; diode redresoare de semnal și comutație, varicap, stabilizatoare de tensiune; punți redresoare, tiristoare și tranzistoare.



CATALOGUL SE POATE PROCURA (DE INSTITUȚII ȘI ÎNTEPRINDERI) LA SEDIUL I.P.R.S. - BĂNEASA, Str. Erou Iancu Nicolaie, nr. 32, București II (autobuzul 48 de la Piața Științei pînă la fabrică)

E 2040

Victor R.



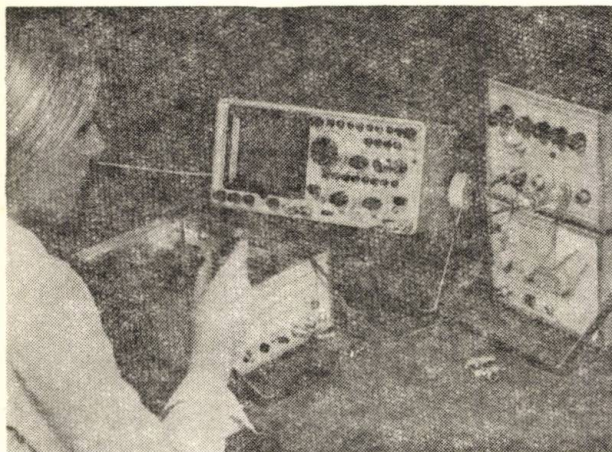
26

Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • ANUL 21 • Nr. 3 • SEPTEMBRIE 1977

**UZINA DE APARATE
ELECTRONICE
DE MĂSURĂ
INSTRUMENTE
ELECTRONICE DE MĂSURĂ**

- ▲ generatoare de funcțiune
- ▲ generatoare de impulsuri
- ▲ generatoare de semnale
- ▲ voltmetre numerice
- ▲ frecvențmetre numerice
- ▲ osciloscopae
- ▲ aparate de măsură cu circuite integrate
- ▲ înregistratoare de semnale
- ▲ sisteme de măsură
- ▲ ANALIZOARE MULTICĂI
- ▲ CALCULATOARE ELECTRONICE
- ▲ ELECTRONICĂ AGRICOLĂ
- ▲ ELECTRONICĂ INDUSTRIALĂ



Fabricate de:

ELEKTRONICUS MÉRŐKÉSZÜLÉKEK GYÁRA

UZINA
DE APARATE
ELECTRONICE
DE MĂSURĂ

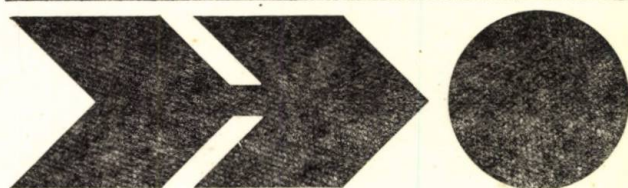


H-1163 Budapesta, str. Cziráky 26-32.

Exportat de:

METRIMPEX

H-1391 Budapesta, Căsuța poștală 202.



**VEB
ELEKTROMAT
DRESDEN**

**MERGEM ÎN PAS CU TIMPUL
NE ALĂTURĂM!**

Echipamente
și utilaje pentru
proces de
fotografare

Tastere
automate,
speciale, cu
funcționare
multiplă

Echipamente
Bond pentru
ultrasunete și
termocopansare

Mașini de
format cabluri

Scule Bond

Linii pentru
fabricarea
rezistențelor
cu peliculă
de carbon

VEB ELEKTROMAT DRESDA
Exportator:

HEIM-ELECTRIC Export-Import

Întreprinderea de comerț exterior a
Republicii Democrate Germane
RDG-1026 Berlin, Piața Alexander
Telefon: 2180, Telex: 0112257



ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 21 Nr. 3 septembrie 1977

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

C U P R I N S

CZ 621.382

CURENT DE RECOMBINARE JONCTIUNE CU SILICIU AUR

Sachelarie, D., Drăgan, M., Sachelarie, M. și Gătesanu, F.: Curentul de combinare din regiunea de sarcină spațială a joncțiunilor PN cu siliciu, dopate cu aur, polarizate direct.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 3, sep 1977, p. 95

Este studiată variația curentului de recombinare din regiunea de sarcină spațială a unei joncțiuni PN cu siliciu polarizată direct.

CZ 621.372.8:621.382.2

MICROUNDE SEMICONDUCTOR MODULARE IN IMPULSURI

Lupescu, H.: Modulator de amplitudine în impulsuri pentru generatoarele cu diode semiconductoare funcționând în bandă X.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 3, sep 1977, p. 99

Utilizând proprietățile cuplorului direcțional de 3 dB, se poate realiza cu ajutorul a două diode de comutație un modulator de amplitudine în impulsuri, funcționând la frecvențe din banda X.

CZ 621.385.8

METODA DE CONVERSIE TENSIUNE EXPONENȚIALĂ

Tudor Valeriu: Un convertor analog-numeric logaritmice.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 3, sep 1977, p. 104

Articolul indică o metodă de obținere a unei conversii analog-numeric logaritmice cu ajutorul comparării valorii tensiunii de măsurat cu o tensiune exponențial descreșcătoare.

CZ 621.319.45

TENSIUNE OXIDARE ANOD

Rău Svetlana, Manafu Maria și Avram Elisabela: Influența tensiunii de oxidare asupra caracteristicilor electrice ale dielectricului Ta₂O₅ din condensatoarele electrolitice cu tantal cu anod sinterizat.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 3, sep 1977, p. 107

Lucrarea prezintă rezultate experimentale din care reiese modul în care influențează mărirea tensiunii de oxidare asupra caracteristicilor electrice ale condensatoarelor electrolitice cu tantal cu anod sinterizat.

CZ 621.374.3

MĂSURĂTORI DE TIMP CONVERTOARE

Iordănescu, S.: Sistem de măsură și control pentru comutație ultrarapide de înaltă tensiune.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 3, sep 1977, p. 111

Se prezintă un sistem de conversie timp-tensiune-număr de impulsuri, cu cinci canale, cu care se realizează măsurători de intervale de timp în domeniul 1 — 100 ns.

CZ 512.831

SISTEME DE CALCUL EVALUAREA PERFORMANTELOR PUTERE DE CALCUL

Dragoș, D. și Nisipeanu, N.: Considerațiuni privind evaluarea puterii sistemelor de calcul.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 3, sep 1977, p. 114

Sint prezentate metode de evaluare a puterii sistemelor de calcul de gestiune, științifice și de proces, determinându-se mixurile calculatoarelor românești din seria FELIX.

CZ 681.3 : 621 — 52

IDENTIFICARE FUNCTIE TRANSFER RĂSPUNS INDICIAL MINIMIZARE GLOBALĂ

Stoica, P.: Identificarea cu semnal de probă a proceselor automatizate.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 3, sep 1977, p. 118

Articolul propune o metodă eficientă de estimare a funcției de transfer (parametri și structură) din răspunsul indicial.

CZ 681.31 : 637.18

MODEL MATEMATIC PROCES TEHNOLOGIC CAZAN RECUPERATOR DE CĂLDURĂ

Badea, A., Păun, V., Petrovici, A. și Ștefănescu, R.: Modelul matematic și modelarea pe calculator a procesului tehnologic și a sistemului de reglare automată aferent pentru un cazan de abur de 35 t/h recuperator de căldură.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 3, sep 1977, p. 121

Lucrarea tratează despre posibilitățile modelării matematice a proceselor dinamice în cazanele de abur recuperatoare.

NOTĂ

126

REALIZĂRI ALE INDUSTRIEI ROMÂNEȘTI

127

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. șt. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. șt. tehn. ing. A. AVRAMESCU; ing. I. BĂTRÎNA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. N. BOȚAN; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; dr. ing. D. BUZNEA; prof. dr. ing. S. CALIN; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing. V. CIOCEONICĂ; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. V. CORLAȚEANU; prof. dr. ing. T. DORDEA; prof. dr. ing. M. DRĂGĂNESCU; conf. dr. ing. S. FLOREA; prof. dr. ing. M. HĂNGĂNTUC; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; prof. dr. ing. D. F. LAZĂROIU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; ing. I. PAPADACHE; prof. dr. doc. șt. tehn. ing. C. PĂNESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România; ing. A. POPA; prof. dr. ing. S. PUȘCAȘU; acad. prof. dr. doc. șt. tehn. ing. REMUS RADULEȚ; ing. M. SIRBU; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TĂNAȘESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică: GRETA ANDREI
Tehnoredactor: CORNELIA CRISTESCU

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA” (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini, sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automată, mașini-unelte și mecanică fină, apare în cadrul OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ (O.I.D.), al Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică, (I.C.P.E.). Articolele trimise spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la O.I.D. — București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, și 379, plata abonamentelor făcându-se prin mandat postal pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45—47, București, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei; nu se fac decât abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „INFORMAȚIA”, București, str. Brezoianu, nr. 23—25. C. 7385. Taxele postale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA” se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM” — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței, nr. 64—66 P.O.B.—2001.—Telex. 01.12.26

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 621.382

ТОК РЕКОМБИНАЦИОННЫЙ КРЕМНИЕВОЕ СОЕДИНЕНИЕ ЗОЛОТО

Сакеларие, Д., Дрэган, М., Сакеларие, М. и Гăйсеану, Ф.: Ток рекомбинации в области пространственного заряда кремниевых соединений PN, легированных золотом, прямо поляризованных.

Е.Е.А. — Автоматика и электроника 21, № 3, сент. 1977, стр. 95

Исследована вариация тока рекомбинации в области пространственного заряда кремниевое соединения PN, прямо поляризованного.

УДК 621.372.8:621.82.2

МИКРОВОЛНЫ ПОЛУПРОВОДНИК ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Лупеску, Х.: Импульсный амплитудный модулятор для генераторов с полупроводниковыми диодами, работающих в полосе частот X.

Е.Е.А. — Автоматика и электроника 21, № 3, сент. 1977, стр. 99

Используя свойства направленного ответвителя 3 дБ можно осуществить с помощью двух коммутационных диод импульсный амплитудный модулятор, работающий в полосе частот X.

УДК 621.385.8

МЕТОД КОНВЕРСИИ ЭКСПОНЕНЦИАЛЬНОЕ НАПРЯЖЕНИЕ

Тудор Валериу: Логаритмический аналого-цифровой преобразователь.

Е.Е.А. — Автоматика и электроника 21, № 3, сент. 1977, стр. 104

В статье показан метод получения логаритмического аналогоцифрового преобразования с помощью сравнения значения измерительного напряжения с экспоненциально убывающим напряжением.

УДК 621.3190.45

НАПРЯЖЕНИЕ ОКСИДИРОВАНИЕ АНОД

Рăу Светлана, Манафу Мария и Аврам Елисабета: Влияние оксидирования диэлектрика Ta₂O₅ из электролитических конденсаторов с танталом, со синтезированным анодом.

Е.Е.А. — Автоматика и электроника 21, № 3, сент. 1977, стр. 107

В работе показаны экспериментальные результаты, из которых вытекает способ влияния величины напряжения оксидирования на электрические характеристики электролитических конденсаторов с танталом со синтезированным анодом.

УДК 621.374.3

ИЗМЕРЕНИЯ ВРЕМЕНИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛИ

Иорданеску, С.: Контрольно-измерительная система для ультраскорых коммутаторов высокого напряжения.

Е.Е.А. — Автоматика и электроника 21, № 3, сент. 1977, стр. 111

Представлена система преобразования время-напряжение-количество импульсов, пятиканальная, с помощью которой осуществляются измерения интервалов времени в области 1—100 нсек.

УДК 512.831

ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ ОЦЕНКА ДОСТИЖЕНИЙ МОЩНОСТЬ ВЫЧИСЛЕНИЯ

Дрэган, Д. и Ниспăну, Н.: Соображения относительно оценки возможности вычислительных систем.

Е.Е.А. — Автоматика и электроника 21, № 3, сент. 1977, стр. 114

Представлены вычислительные отчетные, научные и процессные системы, причём определяются комбинации румынских вычислительных машин ФЕЛИКС.

УДК 681.3:621-52

ИДЕНТИФИКАЦИЯ ПЕРЕДАТОЧНАЯ ФУНКЦИЯ ОТВЕТ НА СТУПЕНЧАТУЮ ФУНКЦИЮ ВАЛОВАЯ МИНИМАЛИЗАЦИЯ

Стойка, П.: Идентификация с испытательным сигналом автоматизированных процессов.

Е.Е.А. — Автоматика и электроника 21, № 3, сент. 1977, стр. 118

В статье предложен эффективный метод оценки передаточной функции (параметры и структура) из ответа на ступенчатую функцию.

УДК 681.31:621.18

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ ПРОЦЕСС КОТЕЛ-РЕКУПЕРАТОР ТЕПЛА

Бадя, V., Пăун, B., Петрович, А. и Штефăнеску, P.: Математическая модель и моделирование на ЭВМ технологического процесса и системы автоматического регулирования к паровому котлу 35 т/ч — рекуператору тепла.

Е.Е.А. — Автоматика и электроника 21, № 3, сент. 1977, стр. 121

В работе рассматриваются возможности математического моделирования динамических процессов в тепловых котлах рекуператорах.

НОТА

126

ДОСТИЖЕНИЯ РУМЫНСКОЙ ПРОМЫШЛЕННОСТИ

127

INHALT

DK 621.382

REKOMBINATIONSTROM SILIZIUM-UND GOLDÜBERGANG

Sachelarie, D., Drăgan, M., Sachelarie, M. u. Găiseanu, F.: Rekombinationsstrom aus dem Bereich der Raumladung der direkt polarisierten Silizium-PN-Übergänge, als Gold-Störhalbleiter.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 21, nr. 3, sep 1977, p. 95

Es enthält das Studium der Variation des Rekombinationsstroms im Bereich der Raumladung eines direkt polarisierten Silizium-PN-Übergangs.

DK 621.372.8:621.382.2

MIKROWELLEN HALBLEITER IMPULSMODULIERUNG

Lupescu, H.: Impulschlagsmodulator für Generatoren mit Halbleiterdioden in X-Bandbetrieb.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 21, nr. 3, sep 1977, p. 99

Ausgehend von den Kennwerten des Direktionskopplers von 3 dB kann man mit zwei Steuerdioden ein Impulsausschlagsmodulator für Frequenzen im X-Bandbetrieb herstellen.

DK 621.385.8

KONVERSIONSMETHODE EXPONENTIALSPANNUNG

Tudor Valeriu: Ein logarithmischer Analog-Digitalumformer.

Е.Е.А. — Automatica și electronica 21, nr. 3, sep. 1977, p. 104

Der Aufsatz enthält eine Methode für eine logarithmische Analog-Digitalkonversion mit Hilfe des Vergleiches der zu messenden Spannung mit einer abnehmenden Exponentialspannung.

DK 621.319.45

SPANNUNG OXYDATION ANODE

Rău Spellana, Manafu Maria u. Avram Elisabeta: Einfluß der Oxydationsspannung auf die elektrischen Kennwerte des

Dielektrikums Ta₂O₅ in den Elektrolytkondensatoren mit Tantal Sinteranode.

E.E.A. — *Automatica și electronica* **21**, nr. 3, sep 1977, p. 107

Die Arbeit enthält die Experimentalresultate für den Einfluss der Grösse der Oxydationsspannung auf die elektrischen Kennwerte des Elektrolytkondensatoren mit Tantal und Sinteranode.

DK 621.374.3

**ZEITMESSUNG
UMFORMER**

Iordănescu, S. : Mess- und Kontrollsysteme für ultraschnelle Hochspannungsumformer.

E.E.A. — *Automatica și electronica* **21**, nr. 3, sep 1977, p. 111

Es wird eine Zeit-Spannung-Zahlkonversion für Impulse entwickelt, welches fünf Kanäle besitzt und mit welcher man Zeitintervalle der Größenordnung 1—100 ns messen kann.

DK 512.831

**RECHENSYSTEME
SCHÄTZUNG DER LEISTUNGEN
RECHENLEISTUNG**

Dragoș, D. u. Nisipeanu, N. : Betrachtungen über die Schätzung der Rechenleistung.

E.E.A. — *Automatica și electronica* **21**, nr. 3, sep 1977, p. 114

Es werden Schätzungsmethoden für die Leistung der Verwaltungsrechnungen — Wissenschafts — und Prozessleistungen entwickelt, wobei die Mischgeräte der rumänischen Rechenapparate der Serie FELIX dargelegt werden.

DK 681.3 : 621—52

**IDENTIFIZIERUNG
ÜBERGANGSFUNKTION
INDIZIERTE ANTWORT
GLOBALKLEINSTWERT**

Stoica, P. : Identifizierung der automatisierten Prozesse mit Probesignal.

E.E.A. — *Automatica și electronica* **21**, nr. 3, sep 1977, p. 118

Es wird eine wirksame Methode für die Schätzung der Übergangsfunktion (Kennwerte und Struktur) aus der indizierten Antwort vorgeschlagen.

DK 681.31 : 621.18

**MATHEMATIKMODELL
BETRIEBSVORGANG
KESSEL MIT WÄRMEVERWER-
TUNG**

Badea, A., Păun, V., Petroviei, A. u. Ștefănescu, R. : Das mathematische Modell und die Rechnermodellierung des Betriebsvorganges und des automatischen Steuersystems für ein Dampfkessel von 35 t/h mit Wärmeverwertung.

E.E.A. — *Automatica și electronica* **21**, nr. 3, sep 1977, p. 121

Die Arbeit betrifft die Möglichkeiten der mathematischen Modellierung für die dynamischen Prozesse der Dampfkessel mit Wärmeverwertung.

DATEN	126
LEISTUNGEN DER RUMÄNISCHEN INDUSTRIE	127

C O N T E N T S

DC 621.382

**RECOMBINATION CURRENT
SILICON JUNCTION
GOLD**

Sachelarie, D. Drăgan, M., Sachelarie, M., Găiseanu F. : Recombination current in the space charge area of forward-biased Au-doped Si PN junctions.

E.E.A. — *Automatica și electronica* **21**, nr. 3, sep 1977, p. 95

The paper deals with the variation of the recombination current in the space charge area of a forward-biased Au-doped Si PN junction.

DC 621.372.8 : 621.382.2

**MICROWAVES
SEMICONDUCTOR
PULSE MODULATION**

Lupescu, H. : Pulse amplitude modulator for generators with semiconductor diodes operating in the X band.

E.E.A. — *Automatica și electronica* **21**, nr. 3, sep 1977, p. 99

A pulse amplitude modulator operating at frequencies in the X band, provided with two commutation diodes can be accomplished by using the properties of the 3 dB directional coupler.

DC 621.385.8

**CONVERSION METHOD
EXPONENTIAL VOLTAGE**

Tudor Valeriu : A logarithmic analogue — digital converter.

E.E.A. — *Automatica și electronica* **21**, nr. 3, sep 1977, p. 104

The paper presents a method for the logarithmic analogue-digital conversion by means of comparing the value of the measuring voltage to that of the decreasing exponential voltage.

DC 621.319.45

**VOLTAGE
OXIDATION
ANODE**

Rău Svetlana, Manafu Maria and Avram Elisabeta : The influence of the oxidation voltage on the electrical characteristics of the Ta₂O₅ dielectric from the Ta electrolytic capacitors with synthesized anode.

E.E.A. — *Automatica și electronica* **21**, nr. 3, sep 1977, p. 107

The paper presents experimental results which show how the value of the oxidation voltage influence the electrical characteristics of the Ta electrolytic capacitors with synthesized anode.

DC 621.374.3

**TIME MEASUREMENTS
CONVERTERS**

Iordănescu, S. : Measuring and control system for extra-fast high voltage switches.

E.E.A. — *Automatica și electronica* **21**, nr. 3, sep 1977, p. 111

A pulse-number-voltage — time conversion system with five channels is presented; it is used for time measurements in the 1—100 ns range.

DC 512.831

**COMPUTING SYSTEMS
PERFORMANCE ESTIMATION
COMPUTING POWER**

Dragoș, D., Nisipeanu, N. : Considerations on the estimation of computing system power.

E.E.A. — *Automatica și electronica* **21**, nr. 3, sep 1977, p. 114

The paper presents methods for the estimation of the power of the scientific processing and administration computing systems, determining the mixtures of the Romanian computers in the Felix Series.

DC 681.3 : 621.52

IDENTIFICATION
TRANSFER FUNCTION
RESPONSE TO THE STEP
FUNCTION
GLOBAL MINIMIZATION

Stoica, P. : Automatic process identification by means of a test signal.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 3, sep 1977, p. 118

The article proposed an efficient method for the estimation of the transfer function (parameters and structure) in the response to the function.

DC 681.31 : 621.18

MATHEMATICAL MODEL
TECHNOLOGICAL PROCESS
WASTE-HEAT BOILER

Badea, A., Păun, V., Petrovici, A., Ștefănescu, R. : Mathematical model and the simulation of the technological process and the automatic regulation system of a 35 t/h waste-heat boiler.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 3, sep. 1977, p. 121

The paper deals with the possibilities of mathematical modelling of the dynamic processes taking place in waste-heat boilers.

NOTE 126
ROMANIAN INDUSTRIAL ACHIEVEMENTS 127

S O M M A I R E

CD 621.382

COURANT DE RECOMBINAISON
JONCTION A SILICIUM
OR

Sachelarie, D., Drăgan, M., Sachelarie, M. et Găiseanu, F. : Le courant de recombinaison de la zone (région) de charge spatiale des jonctions PN à silicium, dopés de l'or et polarisées d'une manière directe.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 3, sep 1977, p. 95

On étudie la variation du courant de recombinaison de la zone de charge spatiale d'une jonction PN à silicium directement polarisée.

CD 621.372.8 : 621.382.2

MICRO-ONDES
SEMICONDUCTEUR
MODULATION EN IMPULSIONS

Lupescu, H. : Modulateur d'amplitude en impulsions pour les générateurs aux diodes semiconductrices fonctionnant en bande X.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 3, sep 1977, p. 99

En employant les propriétés du coupleur directif de 3 dB, on peut réaliser à l'aide de deux diodes de commutation, un modulateur d'amplitude en impulsions, fonctionnant aux fréquences dans la bande X.

CD 621.385.8

METHODE DE CONVERSION
TENSION EXPONENTIELLE

Tudor Valeriu : Un convertisseur analogue-numérique logarithmique.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 3, sep 1977, p. 104

L'article indique un méthode pour obtenir une conversion analogue numérique logarithmique en comparant la valeur de la tension qu'on peut mesurer avec une tension exponentielle décroissante.

CD 621.319.45

TENSION
OXYDATION
ANODE

Rău Svetlana, Manafu Maria et Avram Elisabeta : L'influence de la tension d'oxydation sur les caractéristiques électriques du diélectrique Ta₂O₅ des condensateurs électrolytiques avec tantal, et l'anode sintérisé.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 3, sep 1977, p. 107

L'ouvrage présente les résultats expérimentaux concernant la modalité dans laquelle la grandeur de la tension d'oxydation influence les caractéristiques électriques des condensateurs électrolytiques avec tantal et anode sintérisé.

CD 621.374.4

MESURES DU TEMPS
CONVERTEURS

Iordănescu, S. : Système de mesure et contrôle pour les commutateurs ultrarapides de haute tension.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 3, sep 1977, p. 111

On présente un système de conversion temps-tension — nombre d'impulsions avec 5 canaux, employé pour mesurer des intervalles de temps dans le domaine 1 — 100 ns.

CD 512.831

SYSTEMES DE CALCUL
EVALUATION DES PERFORMANCES
PUISSANCE DE CALCUL

Dragoș, D. et Nisipeanu, N. : Considérations concernant l'évaluation de la puissance des systèmes de calcul.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 3, sep 1977, p. 114

Sont présentés des méthodes d'évaluation de la puissance des systèmes de calcul de gestion, scientifiques et de processus, en déterminant les mixtures des calculateurs roumaines, série Felix.

CD 681.3 : 621-52

IDENTIFICATION
FONCTION DE TRANSFERT
REPOSE INDICIEL
MINIMISATION GLOBALE

Stoica, P. : L'identification du signal d'essai des processus automatisés.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 3, sep 1977, p. 118

L'article propose une méthode efficace d'estimation de la fonction de transfert (paramètres et structure) du réponse indiciel.

CD 681.31 : 621.18

MODELE MATHEMATIQUE
PROCESSUS TECHNOLOGIQUE
RECUPERATEUR DE CHALEUR

Badea, A., Păun V., Petrovici, A. et Ștefănescu, R. : Le modèle mathématique et le modélage sur calculateur du processus technologique et du système de réglage automatique afférent, pour une chaudière à vapeur de 35 t/h — récupératrice de chaleur.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 3, sep. 1977, p. 121

L'ouvrage traite sur les possibilités de modéliser mathématiquement les processus dynamiques dans les chaudières à vapeurs, récupératrices.

NOTE 126
REALISATIONS DE L'INDUSTRIE ROUMAINE 127

Curentul de recombinare din regiunea de sarcină spațială a joncțiunilor PN cu aur, polarizate direct

D. SACHELARIE, M. DRĂGAN, M. SACHELARIE, F. GĂISEANU* — București

Introducere

Curentul direct al joncțiunii PN cu siliciu este dictat, pentru nivele mici de polarizare, de recombinarea de purtători în regiunea de sarcină spațială. În general [1], se acceptă pentru acest curent o lege de variație exponențială :

$$I = I' \exp \frac{qV}{mkT}. \quad (1)$$

Parametrul de recombinare m depinde de nivelul de polarizare și de caracteristicile centrilor de recombinare (nivelul energetic E_t , secțiunile de captură τ_n, τ_p) din regiunea de sarcină spațială. Încercările de determinare ale parametrului m [1] nu au fost susținute de o cunoaștere corectă a acestor caracteristici.

La ora actuală, practic, este general acceptată valoarea $m = 2$, care se obține [2] pe baza citorva ipoteze simplificatoare :

- nivelul energetic al centrilor de recombinare coincide cu cel intrinsec $E_t = E_i$;
- secțiunile de captură pentru electroni și pentru goluri sînt egale $\tau_n = \tau_p$;
- viteza de recombinare a purtătorilor este constantă și egală cu valoarea sa maximă în toată regiunea de sarcină spațială $U = U_{\max}$.

O tratare corectă este posibilă la dispozitivele de comutație dopate cu aur, ale cărui caracteristici de recombinare sînt cunoscute cel mai bine. În această lucrare se demonstrează teoretic că pentru o joncțiune PN cu siliciu dopată cu aur, m crește monoton cu tensiunea, de la 0,35 ($V = 10$ mV) la aproximativ 1,75 ($V = 175$ mV), rămînînd apoi constant. Măsurătorile experimentale raportate sînt într-un bun acord cantitativ cu valorile teoretice.

1. Teorie

Se va studia în continuare curentul de recombinare din regiunea de sarcină spațială a unei joncțiunii PN cu siliciu dopată cu aur, polarizată direct. Se fac următoarele ipoteze :

- joncțiunea este liniar gradată;
- concentrația atomilor de aur, N_{Au} , este uniformă și mai mică decît concentrația de dopare;
- în regiunea de sarcină spațială este efectiv numai nivelul acceptor al aurului [3];

— la polarizare directă este valabilă [4] ipoteza de cvasiechilibru : cvasipotenzialele Fermi φ_n și φ_p sînt constante pe toată grosimea regiunii de sarcină spațială w și diferența lor este egală cu tensiunea aplicată V :

$$\varphi_p - \varphi_n = V \text{ pentru } -\frac{w}{2} < x < \frac{w}{2};$$

— la polarizări directe moderate, $V < V_{D/2}$, (V_D — potențialul intern) tensiunea pe joncțiune V_j este egală cu cea aplicată pe terminale V [4] : $V_j = V$;

— variația potențialului electrostatic ψ se consideră liniară [5] :

$$\psi = \frac{\varphi_p + \varphi_n}{2} = \frac{V_D - V}{w} \cdot x,$$

$$\text{pentru } -\frac{w}{2} < x < \frac{w}{2}.$$

Teoria Shockley-Read-Hall [6] aplicată centrilor de recombinare cu un singur nivel energetic dă expresia curentului de recombinare [1] din regiunea de sarcină spațială a joncțiunii PN polarizată direct :

$$I = \frac{2w q n_i A_j}{\sqrt{\tau_{n0} \tau_{p0}}} \cdot \frac{\text{Sh} \frac{qV}{2kT}}{\frac{q(V_D - V)}{kT}} \cdot f(b), \quad (2)$$

unde :

$$f(b) = \int_{z_1}^{z_2} \frac{dz}{z^2 + 2bz + 1}; \quad (3)$$

$$b = \exp \left(\frac{-qV}{2kT} \right) \text{ch} \left(\frac{E_t - E_i}{kT} + \ln \sqrt{\frac{\tau_{p0}}{\tau_{n0}}} \right); \quad (4)$$

$$z_{1,2} = \sqrt{\frac{\tau_{p0}}{\tau_{n0}}} \cdot \exp \mp \left[\frac{q(V_D - V)}{2kT} \right]. \quad (5)$$

Pentru o joncțiune dopată cu aur, în care se consideră efectiv numai nivelul acceptor, timpii de viață τ_{p0} și τ_{n0} sînt dați de :

$$\tau_{p0} = \frac{1}{C_p \cdot N_{Au}} \text{ și } \tau_{n0} = \frac{1}{C_n \cdot N_{Au}}, \quad (6)$$

* Ing. D. Sachelarie, ing. M. Drăgan, ing. M. Sachelarie și fiz. F. Găiseanu sînt cercetători științifici la Inst. de cercetări pentru componente electronice (ICCE), București.

unde valorile coeficienților de captură c_n și c_p sînt [7]:

$$c_n = 1,65 \times 10^{-9} \text{ cm}^3/\text{s}; c_p = 1,15 \times 10^{-7} \text{ m}^3/\text{s}.$$

Ținînd seamă de relațiile de echilibru [6] dintre coeficienții de captură și probabilitățile de emisie:

$$e_n = c_n n_i \exp \frac{E_t - E_i}{kT} \quad (7)$$

și:

$$e_p = c_p n_i \exp \frac{E_i - E_t}{kT},$$

unde E_t reprezintă nivelul acceptor al aurului, cuprinzînd și gradul de degenerare [6], expresia parametrului b poate fi exprimată mai elegant prin:

$$b = \frac{e_n + e_p}{2 \sqrt{e_n e_p}} \cdot \exp \frac{-qV}{2kT}. \quad (8)$$

În cazul nivelului acceptor al aurului probabilitățile de emisie e_n și e_p sînt [8]:

$$e_n = 1132/\text{s} \text{ și } e_p = 64,3/\text{s}.$$

Se va considera în continuare pentru grosimea regiunii de sarcină spațială a joncțiunii PN polarizată direct legea de variație [5]:

$$w = \frac{4 n_i}{a} \cdot \frac{\text{sh} \frac{q(V_D - V)}{2kT} \exp \frac{qV}{2kT}}{2kT}, \quad (9)$$

unde a este gradientul de dopare la joncțiune.

Combinînd relațiile (2) și (9) rezultă expresia curentului de recombinare:

$$I = I_0 \frac{\text{sh} \frac{q(V_D - V)}{2kT}}{\frac{q(V_D - V)}{2kT}} \cdot \left[\exp \left(\frac{qV}{kT} \right) - 1 \right] \cdot f(b). \quad (10)$$

unde I_0 reprezintă o constantă independentă de tensiune aplicată:

$$I_0 = 2qn_i \cdot A_j \cdot N_{Au} \cdot \sqrt{e_n \cdot e_p} / a. \quad (11)$$

În cazul nivelului acceptor al aurului și în condițiile de polarizare directă $V < V_D/2$, funcția $f(b)$ capătă forma (anexa):

$$\begin{aligned} f(b) &= \frac{\arccos b}{\sqrt{1-b^2}}, & b < 1; \\ f(b) &= 1, & b = 1; \\ f(b) &= \frac{\ln(b + \sqrt{b^2 - 1})}{\sqrt{b^2 - 1}}, & b > 1. \end{aligned} \quad (12)$$

Din relația (8) se poate deduce tensiunea la care valoarea parametrului b devine unitară, $V = 41 \text{ mV}$.

În baza relației (10), s-a reprezentat în figura 1 variația raportului I/I_0 în funcție de tensiunea aplicată pentru diferite valori ale potențialului intern.

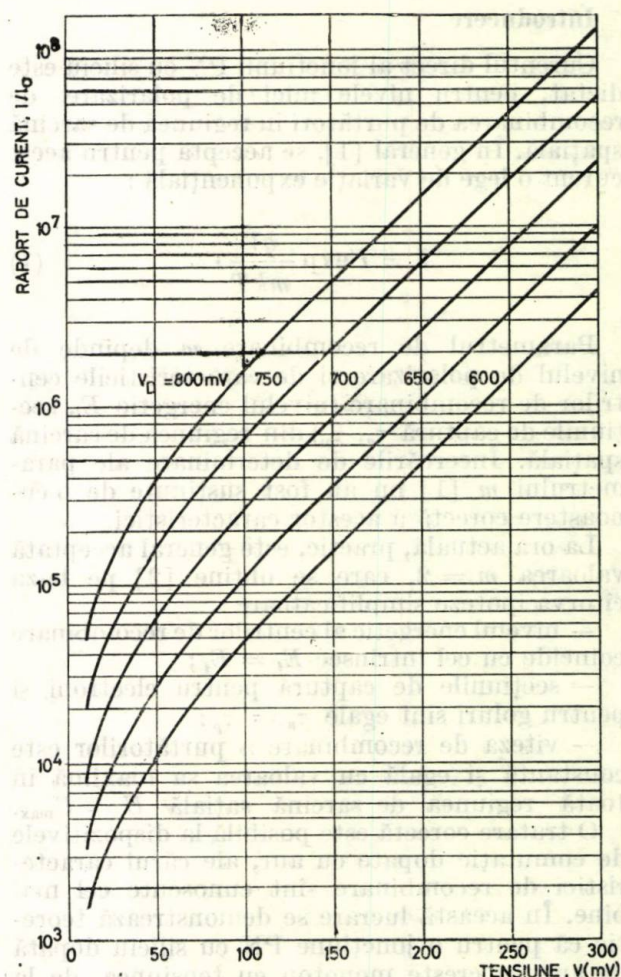


Fig. 1. Variația curentului normal de recombinare I/I_0 (relația 10) din regiunea de sarcină spațială cu tensiunea directă aplicată V , la diferite valori ale potențialului intern V_D ($T = 300^\circ \text{K}$).

Se observă că pe domeniul de tensiune $0-150 \text{ mV}$ panta funcției I/I_0 crește progresiv, ea devenind aproximativ constantă pentru valori ale tensiunii mai mari de 150 mV . Este de remarcat că valoarea raportului I/I_0 crește cu mărirea potențialului intern, dar variația pantei curbei cu tensiunea aplicată rămîne practic aceeași. Se va face în continuare un studiu cantitativ al acestei variații. Pentru început vom considera că la o anumită tensiune aplicată expresia curentului de recombinare este dată de:

$$I = I' \exp \frac{qV}{mkT}. \quad (13)$$

Logaritmind relațiile (10) și (13) și apoi derivând în raport cu tensiunea, prin identificare rezultă valoarea parametrului de recombinare m :

$$m = \left[A + \frac{b}{2\sqrt{1-b^2}} \cdot \frac{1}{\arccos b} - \frac{b^2}{2(1-b^2)} \right]^{-1}, \quad b < 1; \quad (14)$$

$$m = A^{-1}, \quad b = 1;$$

$$m = \left[A - \frac{b}{2\sqrt{b^2-1}} \cdot \frac{1}{\ln(b + \sqrt{b^2-1})} + \frac{b^2}{2(b^2-1)} \right]^{-1}, \quad b > 1, \quad (14a)$$

unde s-a notat:

$$A = \frac{kT}{q(V_D - V)} - \frac{1}{2} \operatorname{cth} \frac{q(V_D - V)}{2kT} + \frac{1}{1 - \exp\left(\frac{-qV}{kT}\right)}. \quad (15)$$

Tabelul 1 prezintă variația parametrului de recombinare m în funcție de tensiunea aplicată și de valoarea potențialului intern. Variația lui m este dată de asemenea și în figura 2.

Un studiu al datelor obținute ne permite să tragem următoarele concluzii:

— Pe domeniul de tensiune 10–75 mV, parametrul de recombinare m crește practic liniar cu tensiunea, ajungând de la $m = 0,35$, pentru $V = 10$ mV, la $m = 1,4$, pentru $V = 75$ mV. Valoarea lui m este independentă de potențialul intern.

— Urmează o lege de creștere parabolică, pe domeniul de tensiune 75–175 mV, parametrul m depinzând în plus și de valoarea potențialului intern.

— Pe plaja 175–300 mV, valoarea lui m este practic constantă, funcție de mărimea lui

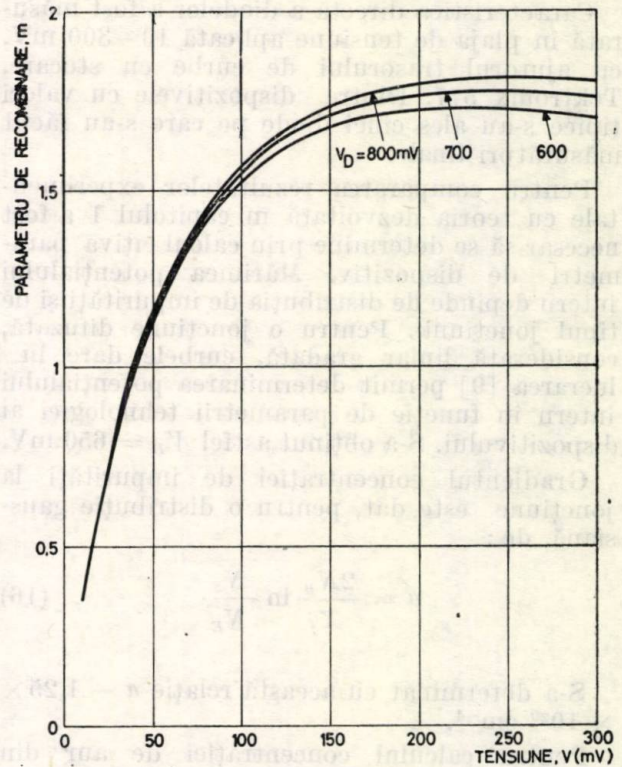


Fig. 2. Variația parametrului de recombinare m (relația 14) cu tensiunea directă aplicată V , la diferite valori ale potențialului intern V_D ($T = 300^\circ\text{K}$).

V_D . Astfel: $m = 1,75$ pentru $V_D = 600$ mV, $m = 1,77$ pentru $V_D = 700$ mV și $m = 1,81$ pentru $V_D = 800$ mV.

2. Rezultate experimentale

S-au realizat diode de siliciu PM dopate cu aur. Caracteristicile lor tehnologice au fost următoarele: concentrația de volum $N_B = 2,35 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$, concentrația de suprafață a zonei difuzate $N_S = 10^{20} \text{ cm}^{-3}$, adâncimea joncțiunii $X_j = 4 \text{ }\mu\text{m}$. S-a folosit o geometrie circulară de arie $A_j = 5 \times 10^{-3} \text{ cm}^2$. Difuzia aurului a avut loc la temperatura de 950°C , timp de 15 minute.

Tabelul 1

Valorile parametrului de recombinare m , în funcție de tensiunea directă aplicată, V și de valoarea potențialului intern V_D ($T = 300^\circ\text{K}$)

$V(\text{mV})$	10	20	30	40	50	75	100	125	150	175	200	225	250	275	300
600	0,35	0,62	0,84	1,01	1,15	1,39	1,53	1,62	1,68	1,71	1,72	1,73	1,72	1,71	1,70
650	0,35	0,62	0,84	1,01	1,15	1,39	1,54	1,63	1,69	1,73	1,75	1,75	1,75	1,75	1,73
700	0,35	0,62	0,84	1,02	1,16	1,40	1,55	1,65	1,71	1,74	1,76	1,77	1,77	1,77	1,76
750	0,35	0,62	0,85	1,02	1,16	1,41	1,56	1,66	1,72	1,76	1,78	1,79	1,79	1,79	1,79
800	0,35	0,63	0,85	1,02	1,17	1,41	1,57	1,66	1,73	1,77	1,79	1,80	1,81	1,81	1,80

Caracteristica directă a diodelor a fost măsurată în plaja de tensiune aplicată 10–300 mV, cu ajutorul trasorului de curbe cu stocare, Tektronix 577. Dintre dispozitivele cu valori tipice s-au ales cinci diode pe care s-au făcut măsurători finale.

Pentru compararea rezultatelor experimentale cu teoria dezvoltată în capitolul 1 a fost necesar să se determine prin calcul câțiva parametri de dispozitiv. Mărimea potențialului intern depinde de distribuția de impurități și de tipul joncțiunii. Pentru o joncțiune difuzată, considerată liniar gradată, curbele date în lucrarea [9] permit determinarea potențialului intern în funcție de parametri tehnologici ai dispozitivului. S-a obținut astfel $V_D = 650$ mV.

Gradientul concentrației de impurități la joncțiune este dat, pentru o distribuție gaussiană, de :

$$a = \frac{2N_B}{X_j} \ln \frac{N_S}{N_E}. \quad (16)$$

S-a determinat cu această relație $a = 1,25 \times 10^{20} \text{ cm}^{-4}$.

Pentru calculul concentrației de aur din regiunea joncțiunii metalurgice s-au folosit două metode diferite. În prima metodă s-a folosit valoarea medie măsurată a curentului direct la o polarizare de 100 mV, $I(100 \text{ mV}) = 7 \text{ nA}$. Din relația (10) s-a dedus apoi $I(100 \text{ mV}) = 5,44 \times 10^{-24} x N_{Au}$, din care s-a obținut $N_{Au} \approx 1,3 \times 10^{15} \text{ cm}^{-3}$. A doua metodă folosită s-a bazat [3] pe măsurarea capacității joncțiunii la două temperaturi diferite, 80°K și 300°K. S-a obținut o valoare apropiată, $N_{Au} = 10^{15} \text{ cm}^{-3}$. Convergența celor două rezultate certifică valabilitatea folosirii primei metode pentru determinarea rapidă și corectă a concentrației de aur din regiunea joncțiunii metalurgice.

Folosind valorile calculate ale parametrilor a , V_D și N_{Au} s-a determinat curentul $I_0 = 6,52 \times 10^{-14} \text{ A}$. În figura 3 s-au trasat apoi variația teoretică a raportului I/I_0 și valorile măsurate ale curentului de polarizare directă normal la I_0 . Se observă o concordanță foarte bună între punctele experimentale și curba teoretică pe domeniul 75–175 mV. Pentru valori ale tensiunii aplicate mai mari de 220 mV creșterea curentului direct al joncțiunii este mai rapidă decât variația teoretică a curentului de recombinare. Această diferență este explicabilă deoarece peste 200 mV ponderea curentului de difuzie [2] începe să devină importantă. Pe domeniul 20–50 mV există o ușoară diferență între valorile teoretice și cele experimentale, posibilă datorită erorilor de măsură.

În concluzie, se poate considera că relația (10) exprimă destul de exact variația cu tensiunea curentului de recombinare din regiunea de sarcină spațială a unei diode dopate cu aur.

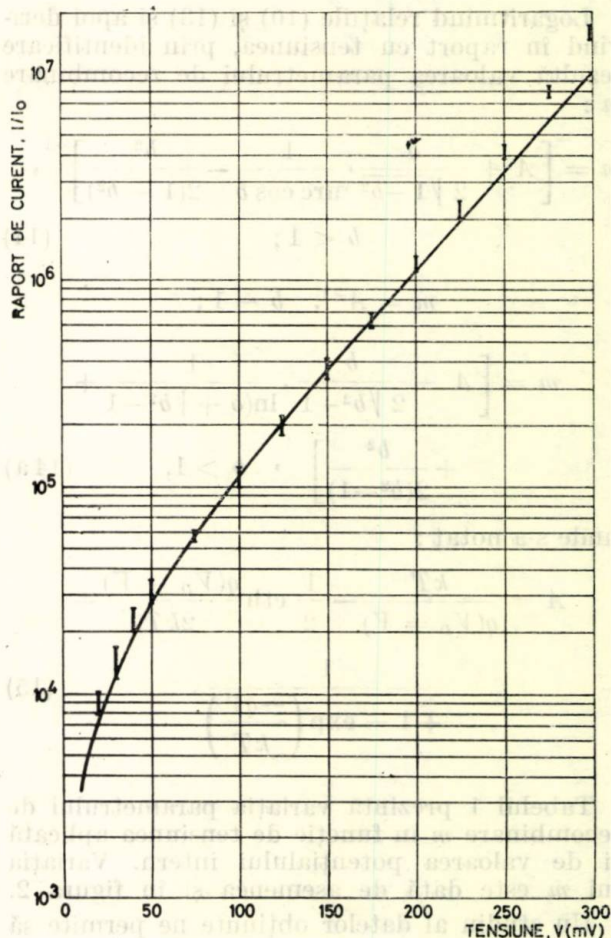


Fig. 3. Variația teoretică (curba continuă) a curentului normal de recombinare I/I_0 și valorile experimentale (I) ale curentului de polarizare directă normal la I_0 , pentru diodele PN dopate cu aur realizate experimental ($T = 300^\circ\text{K}$).

În mod direct rezultă că și variația parametrului de recombinare m , dată de relația (14), este cea corectă. Valoarea sa nu este constantă și egală cu 2, așa cum se acceptă în general [2], ci crește monoton cu tensiunea pînă la o valoare constantă ce depinde de mărimea potențialului intern.

În cazul diodelor raportate în lucrare ($V_D = 650$ mV) valoarea de palier este $m = 1,75$.

1. Concluzii

Variația teoretică a curentului de recombinare la joncțiunile PN cu siliciu aflate sub polarizare directă este comparată cu valorile experimentale obținute pe diode PN dopate cu aur.

Concordanța foarte bună a rezultatelor permite să se tragă concluzia că parametrul de recombinare m crește monoton cu tensiunea aplicată, de la $m = 0,35$ la $V = 10$ mV spre o valoare constantă $m = 1,7 - 1,8$ pentru tensiuni mai mari de 175 mV.

Anează

Se va studia variația funcției $f(b)$ pentru cazul particular al unei joncțiuni dopate cu aur, având potențialul intern cuprins în domeniul $V_D = 600 - 800$ mV și fiind polarizată direct pe plaja de tensiune $V = 0 - 300$ mV.

Făcând înlocuirile numerice, relațiile (5) și (8) pot fi scrise:

$$\begin{aligned} z_1 &= 0,12 \exp \frac{-q(V_D - V)}{2kT}, \\ z_2 &= 0,12 \exp \frac{+q(V_D - V)}{2kT}, \\ b &= 2,22 \exp \frac{-qV}{2RT}. \end{aligned} \quad (17)$$

Cazul 1. $b < 1$, adică 41 mV $< V < 300$ mV.

Funcția $f(b)$ dată de relația (3) devine:

$$f(b) = \frac{1}{\sqrt{1-b^2}} \cdot \arctg \left(\frac{z+b}{\sqrt{1-b^2}} \right) \Big|_{z_1}^{z_2} \quad (18)$$

Din relațiile (16) rezultă:

$$z_1 \ll b, z_2 \gg b \text{ și } \frac{z_2}{\sqrt{1-b^2}} > \operatorname{tg} 89^\circ. \quad (19)$$

Se obține astfel:

$$f(b) = \frac{\arccos b}{\sqrt{1-b^2}}, \text{ pentru } b < 1 \quad (20)$$

Cazul 2. $b > 1$, adică $0 < V < 41$ mV.

Funcția $f(b)$ devine:

$$f(b) = \frac{1}{2\sqrt{b^2-1}} \cdot \ln \left(\frac{z+b-\sqrt{b^2-1}}{z+b+\sqrt{b^2-1}} \right) \Big|_{z_1}^{z_2} \quad (21)$$

Din relațiile (16) rezultă:

$$z_1 \ll b \text{ și } z_2 \gg b. \quad (22)$$

Se obține astfel:

$$f(b) = \frac{\ln(b + \sqrt{b^2-1})}{\sqrt{b^2-1}}, \text{ pentru } b > 1. \quad (23)$$

BIBLIOGRAFIE

- [1] Sah, C. T., Noyce, R. N., Shockley, W. Carrier generation and recombination in PN junctions and PN junction characteristics. În: Proc. I.R.E., vol. 45, 1957, p. 1228-1243.
- [2] Grove, A. S. Physics and Technology of Semiconductors Devices. New York, John Wiley and Sons, 1967.
- [3] Sachelarie D., Băzu M., Sachelarie M., Găiseanu F., Lungu D. Starea de încărcare a nivelelor energetice ale aurului din regiunea de sarcină spațială a joncțiunilor PN cu siliciu. În: E.E.A. Automatica și Electronica, vol. 20, nr. 3, 1976, p. 114-120.
- [4] Sah C. T. The spatial variation of the quasi-Fermi potentials in PN junction. În: I. E. E. Trans. ED, vol. ED-13, nr. 12, 1966, p. 839-846.
- [5] Sah C. T. Effects of electrons and holes on the transition layer characteristics of linearly graded PN junctions. În: Proc. I. R. E., vol. 49, 1961, p. 603-618.
- [6] Shockley W., Read W. T. Jr. Statistics of the recombinations of holes and electrons. În: Phys. Rev, vol. 87, nr. 3, 1952, p. 835-842.
- [7] Sah, C. T., Forbes, L. Rosier, L. I., Tasch, A. F. Jr. Tole A. B. Thermal emission rates of carriers at gold centers in silicon. În: Ap. Phys. Let., vol. 15, nr. 5, 1969, p. 145-148.
- [8] Fairfield, J. M., Gokhale, B. V. Gold as a combination centre in silicon. În: S. S. E., vol. 8, 1965, p. 685-691.
- [9] Wilson P. R. The Linearly graded approximation for diffused junctions. În: Microelectronics, vol. 5, nr. 4, 1974, p. 3-6.

CZ 621.312.8:621.382.2

MICROUNDE
SEMICONDUCTOR
MODULARE ÎN IMPULSURI

Modulator de amplitudine în impulsuri pentru generatoarele cu diode semiconductoră funcționând în banda X

HORIA LUPESCU* — București

Introducere

În prezent, dispozitivele semiconductoră generatoare de microunde (diodele Gunn, diodele cu avalanșă) tind să înlocuiască în numeroase aplicații oscilatorii cu tuburi electronice (clatron). Având dimensiuni reduse și consumând mai puțină energie, oscilatoarele de mică putere care folosesc dispozitive semiconductoră devin utilizabile în aparatura mobilă sau portabilă.

De multe ori este necesară funcționarea generatoarelor de microunde în regim de impulsuri

(radar de mică putere funcționând în impulsuri, comunicații, măsurători, telemetrie, televiziune etc.).

În principiu, acest lucru este posibil alimentând dispozitivul semiconductor generator cu impulsuri de tensiune (cazul diodelor Gunn) sau cu impulsuri de curent (cazul diodelor cu avalanșă). Folosind acest procedeu, se obțin în general rezultate mediocre, deoarece alimentarea în impulsuri produce variații periodice ale temperaturii cristalului semiconductor. Modulația termică a diodelor Gunn de exemplu are următoarele efecte nedorite [1]:

* Ing. H. Lupescu lucrează la Inst. politehnic — București, Catedra radiocomunicații.

1. *Modulația parazită a frecvenței de oscilație.* Creșterea temperaturii semiconductorului are ca urmare reducerea vitezei de transport a electronilor și deci creșterea timpului de tranzit, care prin intermediul mecanismului de control al frecvenței de oscilație de către rezonator se traduce prin scăderea frecvenței generate.

2. *Trecerea succesivă prin mai multe moduri de oscilație* [2]. Creșterea temperaturii micșorează produsul $n_0 l$ (unde n_0 — nivelul de dopare, l — lungimea diodei) care poate scădea sub valoarea critică. În acest caz se trece de la modul de oscilație cu utilizarea domeniilor de cîmp înalt la modul de oscilație cu rezistență negativă. La trecerea de la un mod de oscilație la altul se produc salturi mari ale frecvenței de oscilație și ale puterii generate.

Analizînd spectrul unui oscilator care funcționează într-un astfel de regim, s-a observat că energia este conținută în două benzi, grupate în jurul a două frecvențe puțin diferite, care nu se află într-un raport armonic.

Pentru evitarea acestor fenomene nedorite se utilizează de obicei un modulator de amplitudine separat (fig. 1).

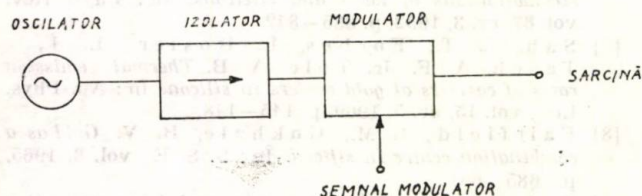


Fig. 1. Schema-bloc a sistemului de modulație în impulsuri.

Oscilatorul este alimentat cu tensiune continuă, generînd o putere constantă. Între generator și sarcină este conectat modulatorul. Acesta din urmă are un coeficient de transmisie variabil, comandat de semnalul modulator. Izolatorul este necesar pentru a absorbi puterea reflectată de modulator și pentru a reduce modulația parazită de frecvență. Modulatorul (fig. 2a) este format dintr-o diodă semiconductoră așezată în centrul ghidului, paralel cu cîmpul electric (în ghid se propagă modul TE_{10}). Coeficientul de transmisie al modulatorului depinde de impedanța diodei care șuntează ghidul.

Acest tip de modulator elimină modulația parazită de frecvență însă performanțele sale sînt destul de modeste; în banda X , variația coeficientului de transmisie este de ordinul 6...10 dB [3].

Performanțele se pot îmbunătăți prin așezarea în cascadă a cîtorva diode modulatorice (fig. 2b).

Acest tip de modulator, poate asigura o izolație de 50 dB în poziția „blocat” și de numai 6 dB în poziția „conectat” [4].

Dezavantajul modulatorilor prin transmisie, de tipul celor arătate mai sus, este necesitatea

folosirii unui izolator, care este o piesă cu gabarit și greutate mari.

În continuare se propune un nou tip de modulator de amplitudine în impulsuri, care funcțio-

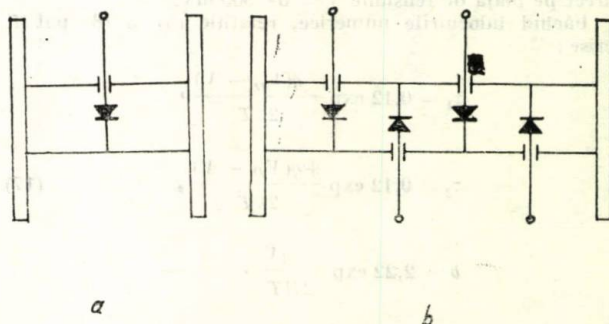


Fig. 2. Modulator de amplitudine montat în ghidul dreptunghiular

a — cu o singură diodă; b — cu mai multe diode în cascadă.

nează prin reflexie și care permite obținerea unor performanțe înalte, fără a fi necesară folosirea izolatorului.

1. Principiul de funcționare a modulatorului de amplitudine în impulsuri cu reflexie

Schema-bloc a acestui modulator este prezentată în figura 3. Atunci cînd cele două diode de comutație se află în conducție directă, impedanța lor este adaptată la impedanța de undă a ghidului cu ajutorul unor dispozitive de adaptare și întreaga putere debitată de generator este absorbită de diode. Cînd diodele sînt polarizate cu o tensiune inversă de blocare (impulsul de comandă), circuitul format din diode și dispozitivele de adaptare se dezacordează și aproape întreaga putere este reflectată, modulul coeficientului de reflexie fiind apropiat de va-

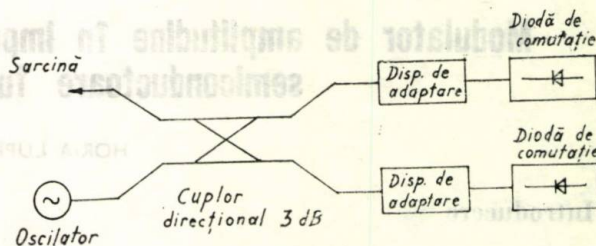


Fig. 3. Modulator prin reflexie.

loarea $|\rho| \approx 1$. Datorită proprietăților cuplorului direcțional de 3 dB, fazele undelor reflectate sînt astfel încît rezultanta lor se anulează în brațul în care se află generatorul și se însumează în brațul în care se află sarcina.

Cuplorul direcțional este de tipul cu fantă dreptunghiulară în peretele comun al celor două ghiduri (fig. 4) [5].

Dacă brațele 2 și 4 sînt adaptate, iar generatorul se conectează în brațul 1, puterea se

împarte în mod egal între brațele 2 și 4, puterea transmisă în brațul 3 fiind nulă. Din diagrama vectorială (fig. 5a) construită pe baza circuitului echivalent din figura 4b rezultă că, în planul T , tensiunile normate din brațele 2 și 4 sînt defazate cu $=\pi/4$ și respectiv cu $+\pi/4$ față de tensiunea normală din brațul 1.

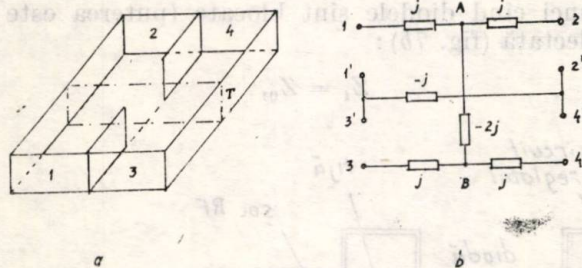


Fig. 4. a — cuplor direcțional cu fantă dreptunghiulară; b — circuitul echivalent în planul de referință T .

În cazul în care brațele 2 și 4 sînt scurtcircuitate virtual în planul T , întreaga putere este transferată de la generator din brațul 1 la sarcina din brațul 3 (fig. 5b).

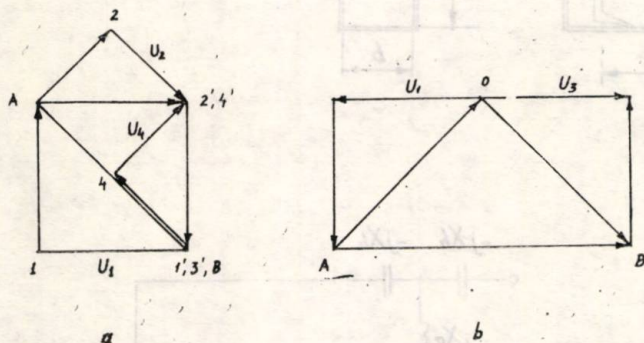


Fig. 5. a — diagrama tensiunilor normate pentru cazul cind brațele 2 și 4 sînt adaptate; b — diagrama tensiunilor normate pentru cazul cind brațele 2 și 4 sînt scurtcircuitate în planul T .

Cele două cazuri analizate corespund unor coeficienți de reflexie pentru tensiune în brațele 2 și 4 de $\rho_v = 0$ și respectiv $\rho_v = -1$.

Presupunînd coeficienți de reflexie egali în brațele 2 și 4 și avînd o valoare oarecare $\rho_v = -k e^{j\varphi}$, presupunînd de asemenea că generatorul din brațul 1 și sarcina din brațul 3 sînt adaptate, se poate arăta că puterea debitată în sarcină depinde de modulul coeficientului de reflexie (fig. 6).

Unda directă U_1 se propagă spre cuplorul direcțional, iar în planul T ajunge defazată cu $=\beta l_1$ radiani, unde β este constanta de fază.

Trecînd prin cuplajul direcțional de 3 dB puterea se divide în două părți egale, tensiunile normate în brațele 2 și 4 fiind defazate cu $-\frac{\pi}{4}$ și respectiv cu $+\frac{\pi}{4}$ (fig. 5, a).

În planul T_2 , în care se află diodele modulator, ajung undele directe :

$$U_2 = \frac{U_1}{\sqrt{2}} e^{j[-\beta(l_1+l_2)-\frac{\pi}{4}]}; \quad (1a)$$

$$U_4 = \frac{U_1}{\sqrt{2}} e^{j[-\beta(l_1+l_2)+\frac{\pi}{4}]}; \quad (1b)$$

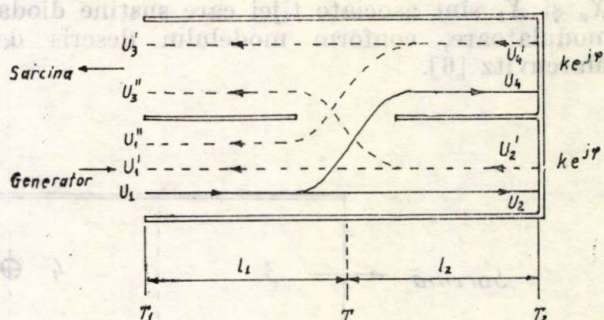


Fig. 6. Puterea debitată în sarcină depinzînd de modulul coeficientului de reflexie k .

Undele reflectate au valoarea :

$$U_2' = k \frac{U_1}{\sqrt{2}} e^{j[-\beta(l_1+l_2)-\frac{\pi}{4}+\varphi]}; \quad (2a)$$

$$U_4' = k \frac{U_1}{\sqrt{2}} e^{j[-\beta(l_1+l_2)+\frac{\pi}{4}+\varphi]}. \quad (2b)$$

Fiecare din aceste unde reflectate se divide la rîndul ei și se defazează trecînd din nou prin cuplajul direcțional. În brațul 3 (sarcină) ajung undele :

$$U_3' = \frac{U_4'}{\sqrt{2}} e^{j[-\beta(l_1+l_2)-\frac{\pi}{4}]} = k \frac{U_1}{2} e^{j[-2\beta(l_1+l_2)+\varphi]}; \quad (3a)$$

$$U_3'' = \frac{U_2'}{\sqrt{2}} e^{j[-\beta(l_1+l_2)+\frac{\pi}{4}]} = k \frac{U_1}{2} e^{j[-2\beta(l_1+l_2)+\varphi]}. \quad (3b)$$

Rezultanta lor este :

$$U_3 = U_3' + U_3'' = k U_1 e^{j[-2\beta(l_1+l_2)+\varphi]}. \quad (4)$$

În brațul 1 (generator) unda reflectată are componentele :

$$U_1' = \frac{U_2'}{\sqrt{2}} e^{j[-\beta(l_1+l_2)-\frac{\pi}{2}]} = k \frac{U_1}{2} e^{j[-2\beta(l_1+l_2)-\frac{\pi}{2}+\varphi]}; \quad (5a)$$

$$U_1'' = \frac{U_4'}{\sqrt{2}} e^{j[-\beta(l_1+l_2)+\frac{\pi}{4}]} = k \frac{U_1}{2} e^{j[-2\beta(l_1+l_2)+\frac{\pi}{2}+\varphi]}. \quad (5b)$$

Rezultanta lor este nulă :

$$U'_1 + U''_1 = 0.$$

2. Proiectarea modulatorului de amplitudine în impulsuri cu reflexie

Realizarea constructivă a modulatorului este prezentată în figura 7a. În circuitul echivalent cu parametri concentrați (fig. 7a, b), reactanțele X_a și X_b sînt asociate tijei care susține dioda modulatoroare, conform modelului descris de Marcuvitz [6].

Diodele care pot fi folosite în modulator sînt diode speciale de comutație (pentru banda X, de exemplu, dioda varactor CAY 10) sau diode PIN.

Proiectarea modulatorului trebuie să asigure :

$$Z_i \approx 0,$$

atunci cînd diodele sînt blocate (puterea este reflectată (fig. 7b) :

$$Z_i = Z_0,$$

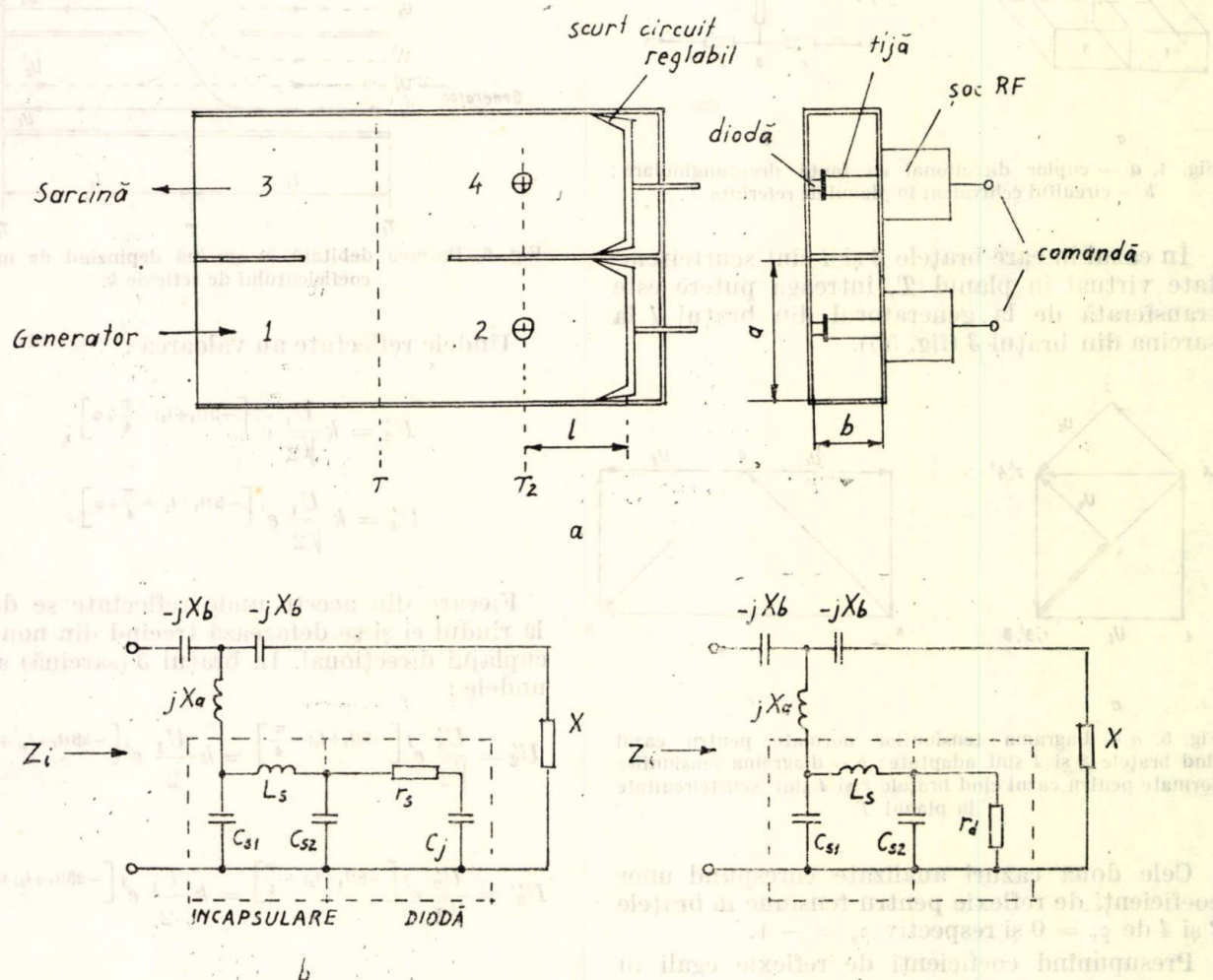


Fig. 7. a — construcția modulatorului de amplitudine cu reflexie în banda X; b — circuitul echivalent al brațului 2 sau 4 (dioda blocată); c — circuitul echivalent al brațului 2 sau 4 (dioda în conducție directă).

Elementele L_s , C_{s1} și C_{s2} sînt reactanțele parazite introduse de capsula care conține dioda, Z_0 este impedanța caracteristică absolută tensiune-putere a liniei echivalente ghidului și are valoarea :

$$Z_0 = 240 \pi \frac{b}{a} \frac{\lambda_g}{\lambda}, \quad (7)$$

unde a și b sînt dimensiunile transversale ale ghidului, λ — lungimea de undă în spațiu liber, iar λ_g — lungimea de undă în ghid.

atunci cînd diodele sînt în conducție directă (puterea este absorbită de diode (fig. 7c).

Prin Z_i s-a notat impedanța de intrare în brațul 2 sau 4.

Prima condiție impune ca frecvența de rezonanță serie a varactorului să fie în banda de lucru. Într-adevăr, pentru dioda CAY 10, avem :

$$f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_s(C_{s2} + C_j)}} \approx 10 \text{ GHz},$$

pentru o tensiune de polarizare inversă a diodei $V_R = 0$.

Factorul de calitate este în acest caz :

$$Q = \frac{2 \pi f_s L_s}{r_s} \simeq 10,$$

ceea ce asigură o bandă de lucru suficientă.

În plus, diametrul tijei trebuie astfel ales (fig. 7a) încît la frecvența de lucru să fie îndeplinită condiția :

$$X_a = X_b. \quad (8)$$

Frecvența de rezonanță f_s se poate ajusta prin intermediul tensiunii de polarizare inversă V_R .

Pentru realizarea celei de-a doua condiții, trebuie să se determine lungimea l dintre tijă și scurtcircuit și valoarea r_d (rezistența diodei). Aceasta din urmă se poate ajusta prin intermediul curentului direct al diodei.

Neglijînd efectele capacităților parazite C_{s1} și C_{s2} (fig. 7c), notînd reactanța de acord cu X (impedanța liniei în scurtcircuit, de lungime l , considerată fără pierderi) și ținînd seamă de (8), se poate calcula impedanța de intrare în brațul 2 sau 4, $Z_i = R_i + j X_i$.

Avem :

$$X = Z_0 \text{ th } \beta l. \quad (9)$$

Efectuînd calculele, se obține :

$$R_i = \frac{r_d(X + X_a)^2}{r_d^2 + (\omega L_s + X)^2}; \quad (10)$$

$$X_i =$$

$$= \frac{r_d^2(X - 2X_a) + \omega L_s(X - 2X_a)(\omega L_s + X) - X_a^2(\omega L_s + X)}{r_d^2 + (\omega L_s + X)^2}. \quad (11)$$

Condiția de adaptare este :

$$Z_i = Z_0$$

sau

$$\begin{cases} R_i = Z_0 \\ V_i = 0 \end{cases}$$

Ne interesează valoarea lui X din relația (11), pentru care avem $X_i = 0$. Rezolvarea ecuației (11) ne dă două soluții

$$X_{1,2} =$$

$$= \frac{(X_a + \omega L_s)^2 - r_d^2 - 2\omega^2 L_s^2 \pm \sqrt{r_d^2 + (\omega L_s + X_a)^2}^2 - 4r_d^2 X_a^2}{2\omega L_s}.$$

(12)

În general r_d are valori mici față de ceilalți termeni din relația (12), astfel că cele două soluții sînt în mod aproximativ

$$X_1 \simeq \frac{X_a}{\omega L_s} (X_a + 2\omega L_s); \quad (13a)$$

$$X_2 \simeq -\omega L_s. \quad (13b)$$

Să presupunem că am ales soluția X_2 . Atunci, din relația (9) rezultă :

$$l = \frac{1}{\beta} \arctg \left(-\frac{\omega L_s}{Z_0} \right). \quad (14)$$

Din relația (10) rezultă valoarea lui r_d :

$$r_d = \frac{(\omega L_s + X_a)^2}{Z_0}.$$

3. Rezultate experimentale

Proiectarea modulatorului de amplitudine în impulsuri, folosind procedeul arătat mai sus, a condus la obținerea datelor constructive și a regimului de funcționare a diodelor de comutație.

Date de proiectare

Frecvența de lucru $f = 8800$ MHz
Diodele utilizate tip CAY 10

Date constructive

Diametrul tijei $d = 3,5$ mm
Distanța între tijă și scurtcircuit $l = 23,8$ mm
Regimul de funcționare al diodelor de comutație
Tensiunea inversă $V_R = 1$ V.
Curentul direct $I_F = 10$ mA.

Modulatorul, conectat la un oscilator cu diodă Gunn, a fost comandat mai întîi de un semnal dreptunghiular cu frecvența de 40 Hz. Imaginea obținută pe ecranul unui analizor de spectru avînd baleiajul sincronizat cu semnalul modulator, este prezentată în figura 8a. Se poate constata că atenuarea introdusă de modulator în poziția „absorbție” este de 40 dB, iar deviația de frecvență este neglijabilă.

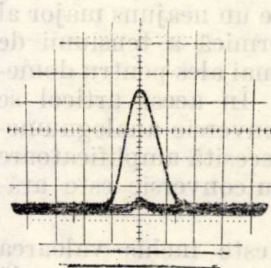


Fig. 8 a. Funcționarea modulatorului în regim cvasistatic. Vertical: 10 dB/div. Banda de trecere a analizorului $B = 1$ MHz. Orizontal: 3 MHz/div. Frecvența centrală: 8 800 MHz.

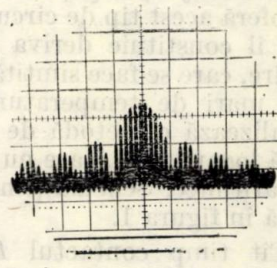


Fig. 8 b. Spectrul impulsurilor de radiofrecvență cu durata de 150 ns și frecvența de repetiție de 1 MHz. Orizontal: 5 MHz/div. Vertical: 10 dB/div. Banda de trecere a analizorului $B = 100$ kHz. Frecvența purtătoare: 8 800 MHz.

S-au utilizat apoi ca semnal modulator impulsuri cu durata de 150 ns și cu frecvența de repetiție de 1 MHz. Spectrul obținut pe ecranul analizorului de spectru este arătat în figura 8b. Se remarcă simetria liniilor spectrale față de frecvența purtătoare, ceea ce arată că modulația parazită de frecvență care însoțește modulația de amplitudine, este neglijabilă.

4. Concluzii

Modulatorul de amplitudine cu funcționarea în impulsuri prezintă următoarele avantaje: construcție simplă și compactă, greutate redusă, nu necesită utilizarea unui izolator; cu toate acestea, performanțele obținute sînt ridicate: modulația parazită de frecvență este neglijabilă, iar atenuarea în poziția „absorbție” este mare.

Calitățile acestui modulator fac ca el să fie recomandat pentru utilizarea în aparatura portabilă sau fixă de mică putere.

Un dezavantaj al acestui modulator este necesitatea de a se reface reglajul, atunci cînd se schimbă frecvența de lucru.

Menționăm, de asemenea, că datele constructive și regimul de funcționare obținute prin reglajul experimental al modulatorului prezintă o bună concordanță cu mărimile obținute la proiectarea după metoda aproximativă arătată mai sus.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Tsai W. C. and Rosenbaum F. J. *Amplitude and frequency modulation of a waveguide cavity CW Gun oscillator*. În: IEEE Trans. vol. MTT — 18, No. 11, Nov. 1970, p. 877 — 884.
- [2] Perlmar B. S. et al. *Microwave properties and applications of negative conductance transferred electron devices*. În: Proc. of the IEEE, vol. 59, No. 8, Aug. 1971, p. 1229 — 1237.
- [3] *** *Modulator PM 7026 X. Component description*. Philips 7260 c 21
- [4] Young M. C. et al. *A nanosecond X — band switch*. În: Proc. of the IEEE, Dec. 1967, p. 2185 — 2187.
- [5] Riblett H. J., *The short slot Hybrid junction* În: Proc. IRE Feb. 1952, vol. 40, No. 2, p. 180 — 184.
- [6] Marcuvitz N. *Waveguide Handbook*. New York, Mc. Graw — Hill, 1951.

CZ 621.385.8

METODA DE CONVERSIE
TENSIUNE EXPONENTIALĂ

Un convertor analog-numeric logaritmice

TUDOR VALERIU* — Eucurești

Determinarea valorii logaritmice a unei mărimi electrice, de obicei tensiunea, este posibil să se realizeze în mai multe moduri. Unul dintre acestea impus de tehnologia circuitelor integrate și foarte utilizat este realizarea funcției $U_{ies} = \log(U_{intr})$ cu ajutorul amplificatoarelor logaritmice cu reacție negativă neliniară (elementul neliniar fiind o joncțiune $p=n$ la nivele mici de injecție) [1]. Cu toate avantajele pe care le oferă acest tip de circuite un neajuns major al lor îl constituie deriva termică a tensiunii de ieșire, care se face simțită mai ales pentru domenii mari de temperatură. În acest articol se analizează o metodă de conversie analognumerică logaritmice, care nu necesită amplificatoare logaritmice. Schema pentru conversie este arătată în figura 1.

Cît timp contactul K este închis valoarea tensiunii la bornele condensatorului C este egală cu E . După deschiderea contactului K tensiunea la bornele condensatorului descrește exponențial. Neglijînd rezistența de intrare în repetitorul realizat cu amplificatorul operațional AO1

rezultă tensiunea care se aplică simultan comparatorilor C_1 și C_2 .

$$e(t) = E \exp(-t/\tau); \quad (1)$$

$$\tau = RC. \quad (2)$$

Comparatoarele C_1 și C_2 au pragurile fixate la tensiunea de referință E_{ref} , respectiv tensiunea necunoscută U_x . Presupunînd $E > E_{ref}$,

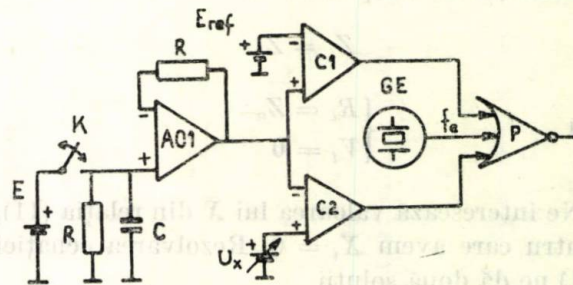


Fig. 1. Principiul convertorului analognumeric logaritmice.

tensiunea $e(t)$ este egală cu cele două tensiuni la momentele t_i , respectiv t_f (fig. 2).

$$t_i = \tau \ln(E/E_{ref}); \quad (3)$$

$$t_f = \tau \ln(E/U_x). \quad (4)$$

* Ing. Tudor Valeriu lucrează în cadrul Inst. tehnic de cercetări al armatei.

După modul cum sînt conectate E_{ref} și U_x ($U_x > 0$) la cele două comparatoare, poarta P este menținută deschisă de comparatoarele C_1 și C_2 pe perioada de măsură Δt_m ;

$$\Delta t_m = t_f - t_i = \tau \ln (E_{ref}/U_x), \quad (5)$$

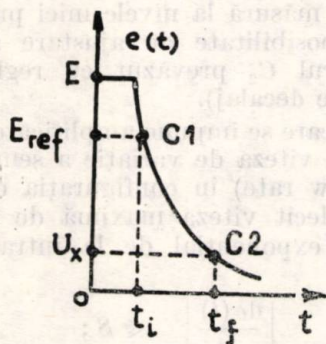


Fig. 2. Tensiunea care se aplică simultan comparatoarelor.

în care timp „lasă să treacă” N_x impulsuri date de generatorul de impulsuri pe bază de cuarț GE cu frecvența f_e ,

$$N_x = f_e \tau \ln (E_{ref}/U_x). \quad (6)$$

Așa cum rezultă din (6) numărul impulsurilor N_x este, în afara unor constante, proporțional cu logaritmul tensiunii necunoscute și nu depinde de sursa E .

Influența variațiilor în timp a constantelor f_e , τ și E_{ref} asupra lui N_x se determină diferențiind (6) și redivizînd expresia obținută prin (6):

$$\frac{\Delta N_x}{N_x} = \frac{\Delta f_e}{f_e} + \frac{\Delta \tau}{\tau} + \frac{\Delta E_{ref}}{E_{ref} \ln (E_{ref}/U_x)}. \quad (7)$$

Pentru o conversie de precizie trebuie ca $(\Delta N_x/N_x) \leq 1\%$ ceea ce corespunde la o eroare pe scara logaritmică mai bună de 0,1 dB.

Dacă se consideră domeniul de temperatură $0 \dots +50^\circ\text{C}$ generatoarele cu cuarț asigură $(\Delta f_e/f_e) \ll 1\%$; alegînd rezistența R din categoria celor cu peliculă metalică cu coeficientul de temperatură $K_{\theta R} = (-100 \dots +100) \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$ [2] și condensatorul C din categoria celor cu polistiren cu coeficientul de temperatură $K_{\theta C} = (-60 \dots -220) \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$ [3], rezultă variația constantei de timp în domeniul dat de temperatură:

$$\tau + \Delta \tau \approx RC (1 + K_{\theta R} \Delta t + K_{\theta C} \Delta t).$$

Pentru cazul cel mai defavorabil $K_{\theta C} = -220 \cdot 10^{-6}/^\circ\text{C}$, rezultă (pentru domeniul de temperatură $\Delta t = 50^\circ\text{C}$, presupunînd $K_{\theta R}$, $K_{\theta C}$ constanți):

$$|\Delta \tau/\tau| = 1,6\%,$$

ceea ce nu satisface condiția de precizie $(\Delta N_x/N_x) \leq 1\%$, considerînd că ar depinde exclusiv de variația constantei de timp τ cu temperatura. Selectarea componentelor R , C cu coeficienții $K_{\theta R}$ și $K_{\theta C}$ cu valori mai mici decît valorile extreme (eventuali egali și de semn contrar) va reduce eroarea $(\Delta N_x/N_x)$ sub 1%.

Pentru valori ale tensiunii necunoscute U_x apropiate de E_{ref} eroarea dată de (7) tinde spre valoarea:

$$\left(\frac{\Delta N_x}{N_x} \right)_{pt. U_x \rightarrow E_{ref}} \approx \frac{\Delta E_{ref}}{E_{ref} \ln (E_{ref}/U_x)}, \quad (8)$$

care are o dependență de raportul E_{ref}/U_x ca în figura 3.

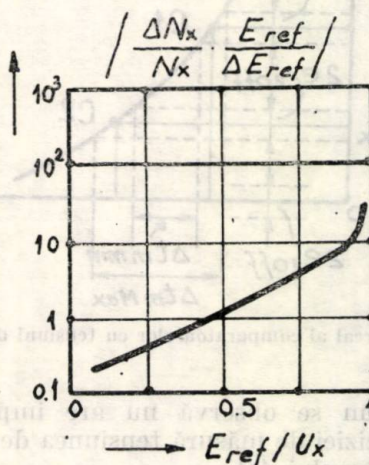


Fig. 3. Variația relativă a erorii în funcție de capătul de scală.

Pentru U_x mai mici cu 0,1 dB ... 1 dB decît E_{ref} rezultată din (8), impunînd $(\Delta N_x/N_x) \leq 1\%$ și că $\Delta N_x/N_x$ ar depinde exclusiv de E_{ref} , stabilitatea sursei de referință este:

$$(\Delta E_{ref}/E_{ref}) \leq 10^{-4} \dots 10^{-3}. \quad (9)$$

Din (9) se observă că fixarea capătului de scală, corespunzător lui 0 dB, foarte aproape de E_{ref} , cere condiții de stabilitate severe pentru sursa de referință.

Pentru valori mici ($U_x \rightarrow 0$) ale tensiunii necunoscute trebuie să se țină seamă de tensiunile de decalaj ale celor două comparatoare, tensiunea de decalaj a amplificatorului AO_1 neavînd influență asupra preciziei așa cum se va arăta în cele ce urmează.

Fie e_{1off} , e_{c1off} , e_{c2off} tensiunile de decalaj, respectiv pentru amplificatorul AO_1 , comparatorii C_1 și C_2 (fig. 4). Rescriind ecuațiile (1), (3), (4) însă cu următoarele substituții:

$$E \rightarrow E + |e_{1off}|$$

$$E_{ref} \rightarrow E_{ref} + |e_{c1off}|$$

$$U_x \rightarrow U_x + |e_{c2off}|,$$

rezultă următoarea dependență a impulsurilor numărate față de tensiunile de decalaj:

$$N'_x = f_e \tau \ln \frac{E_{ref} + |e_{c1off}|}{U_x + |e_{c2off}|} \quad (10)$$

sau:

$$N'_x = N_x + f_e \tau \ln \frac{1 + |e_{c1off}|/E_{ref}}{1 + |e_{c2off}|/U_x} \quad (11)$$

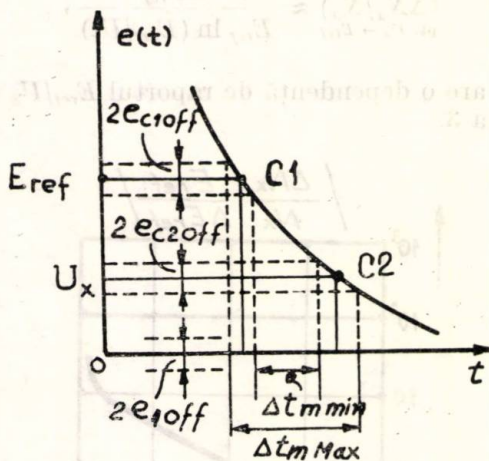


Fig. 4. Cazul real al comparatoarelor cu tensiuni de decalaj.

După cum se observă nu are importanță asupra preciziei de măsură tensiunea de decalaj a amplificatorului AO_1 .

Se impune menținerea preciziei de $\pm 0,1$ dB pentru o gamă dinamică a lui U_x față de E_{ref} , ($E_{ref}/U_x = K =$ gamă dinamică), de 20 dB (adică $(E_{ref}/U_x) = 10$); presupunînd comparatoarele C_1 și C_2 din aceeași clasă de performanțe și în plus:

$$|e_{c1off}|/E_{ref} \ll |e_{c2off}|/U_x \ll 1, \quad (12)$$

obținem:

$$\begin{aligned} N'_x &\approx N_x - f_e \tau \ln [1 + |e_{c2off}|/U_x] \approx \\ &\approx N_x - f_e \tau \frac{|e_{c2off}|}{U_x}, \end{aligned} \quad (13)$$

(ținînd seama că $\ln(1+x) = x + \dots$).

Notînd:

$$\Delta N_x = f_e \tau \frac{|e_{c2off}|}{U_x}, \quad (14)$$

rezultă imprecizia de măsură:

$$\frac{\Delta N_x}{N_x} = \frac{|e_{c2off}|}{U_x \ln(E_{ref}/U_x)}. \quad (15)$$

impunînd $(\Delta N_x/N_x) \leq 1\%$, obținem:

$$|e_{c2off}| \leq 10^{-2} \frac{E_{ref}}{K} \ln K, \quad (16)$$

unde K este gama dinamică.

Influența mai mare pe care o are e_{c2off} asupra preciziei de măsură la nivele mici presupune o eventuală posibilitate de ajustare a acestora (comparatorul C_2 prevăzut cu reglaj pentru tensiunea de decalaj).

Condiția care se impune amplificatorului AO_1 este să aibă viteza de variație a semnalului la ieșire S (Slew rate) în configurația de repetor, mai mare decît viteza maximă de variație a semnalului exponențial de la intrare, adică:

$$\left| \frac{de(t)}{dt} \right|_{t=0} \ll S; \quad (17)$$

ținînd seama de (1), rezultă:

$$\frac{E_{ref}}{\tau} \ll S. \quad (18)$$

Viteza de variație a lui $e(t)$ pentru $(t/\tau) = 2,3$ (adică la o valoare a lui $e(t)$ care corespunde la o tensiune cu 20 dB mai mică decît E_{ref}) se obține tot din (1):

$$\left| \frac{de(t)}{dt} \right|_{t=2,3\tau} = \frac{E_{ref}}{10\tau}. \quad (19)$$

În acest caz pe o perioadă mai mică sau egală cu intervalul dintre două impulsuri date de generatorul etalon GF este necesar ca descreșterea tensiunii exponențiale să depășească sensibilitatea comparatorului (pentru a avea precizia necesară corespunzătoare 1 bit = 0,1 dB), adică: $U_{ies.comp}/A_{comp}$ (unde $U_{ies.comp}$ este diferența de tensiune dintre stările „0” și „1” la ieșirea comparatorului, iar A_{comp} = amplificarea comparatorului) să satisfacă condiția:

$$\frac{E_{ref}}{10\tau f_e} > \frac{U_{ies.comp}}{A_{comp}}. \quad (20)$$

Din aceasta rezultă amplificarea necesară pentru comparator. În fine, ultima condiție care se impune comparatorului este ca timpul de răspuns pentru o diferență de tensiune la intrare, corespunzătoare treptei minime de decelat (de exemplu 0,1 dB care corespunde la 1% din valoarea de măsură în acel moment), să fie mult mai mic decît perioada generatorului etalon:

$$t_r \ll \frac{1}{f_e}, \quad (21)$$

Folosind pentru 401 C_1 și C_2 circuitele de indigenă $\beta A 741$, respectiv CLB 2711, constanța de timp τ de circa 14 ns, autorul a obținut o precizie mai bună de 0,1 dB pentru o dinamică a tensiunii necunoscute de 15 dB la temperatura camerei și o derivă mai mică de $\pm 0,2$ dB pentru domeniul de temperaturi $0 \div 50^\circ\text{C}$.

S-a considerat dinamica 15 dB, întrucât aceasta asigură o suprapunere comodă de 5 dB între domeniile de măsură în cazul când atenu-

atorul pentru tensiunea necunoscută este în trepte de 10 dB fiecare.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Jerald, D. D., Gene, E. T., Lawrence, P. *Operational amplifiers. Design & applications*, New York Mc. Graw Hill Comp., 1971.
- [2] * * * *Rezistoare*, Catalog I.C.E.P. Curtea de Argeș, 1976.
- [3] * * * *Condensatoare*, Catalog I.P.R.S. — Băneasa, 1976.

CZ 621.319.45

TENSIUNE
OXIDARE
ANODA

Influența tensiunii de oxidare asupra caracteristicilor electrice ale dielectricului Ta_2O_5 din condensatoarele electrolitice cu tantal cu anod sinterizat

SVETLANA RĂU, MARIA MANAFU ȘI ELISABETA AVRAM* — București

Introducere

Condensatoarele electrolitice cu tantal cu electrolit solid sînt componente electronice pasive, compatibile cu dispozitivele semiconductoare și circuitele integrate datorită caracteristicilor lor electrice.

În lucrare se prezintă modul în care influențează asupra caracteristicilor electrice regimurile diferite de realizare a peliculelor dielectrice de Ta_2O_5 . Se analizează, de asemenea, domeniile de utilizare ale condensatoarelor din punct de vedere al caracteristicilor pe care le posedă.

1. Caracteristicile condensatoarelor cu tantal influențate de cele ale dielectricului Ta_2O_5

Realizarea tranzistoarelor la BELL TELEPHONE LABORATORIES a generat problema necesității unor componente pasive care să corespundă caracteristicilor și dimensiunilor acestora. Ca urmare, în perioada 1952—1956, la diverse firme s-au efectuat intense cercetări și, în 1955, tot la BELL TELEPHONE, Taylor și Haring au descoperit un nou tip de condensator electrolitic pe care l-au numit „Condensator metal-semiconductor” [1]. Ulterior, Mc Leon și Power, de la aceeași firmă, consacră pentru aceste componente denumirea de „Condensator cu tantal cu electrolit solid” [2].

La aceste condensatoare, tantalul a fost ales ca anodă, deoarece [1]:

- rezistă foarte bine la coroziune;
- prin sinterizarea pulberii de tantal, suprafața buretelui obținut este de $1\,000 - 1\,500\text{ cm}^2/\text{cm}^3$;

— oxidul său Ta_2O_5 , prezintă caracteristici excelente ca dielectric.

În cele ce urmează se va analiza modul cum sînt influențate principalele caracteristici ale condensatoarelor de caracteristicile Ta_2O_5 .

1.1. Capacitatea

Tratînd condensatoarele cu tantal ca niște condensatoare plane cu:

$$C = \frac{\varepsilon S}{4 \pi d}, \quad (1)$$

unde C este capacitatea, μF , ε = constanta dielectrică, S = suprafața activă, cm^2 , d = grosimea dielectricului, cm , se observă că valoarea capacității este direct proporțională cu constanta dielectrică și invers proporțională cu grosimea dielectricului. Dielectricul, Ta_2O_5 , se obține prin oxidarea electrochimică a tantalu-lui [3] folosind acizi diluați. Constanta dielectrică a Ta_2O_5 este ≈ 27 .

1.2. Tensiunile

Condensatoarele electrolitice cu tantal, din punct de vedere constructiv și al tensiunii ce li se poate aplica, pot fi polarizate sau nepolarizate. Tensiunea continuă de funcționare ce poate fi aplicată la bornele condensatorului, fără ca să producă defectarea lui sau modificarea parametrilor, se numește tensiune nominală. Valorile ei sînt cuprinse între 3 și 63 V. Această tensiune este dictată de grosimea dielectricului. Pentru realizarea dielectricului Ta_2O_5 , anodele de tantal se oxidează electrochimic. Tensiunea ce se aplică între anode și baia de oxidare se numește tensiune de oxidare. Valoarea ei este multiplu al tensiunii nominale. Menținînd constantă tensiunea de oxidare, grosimea oxidului

*Ing. S. Rău, ing. M. Manafu și E. Avram lucrează în cadrul Inst. de cercetări pentru componente electronice (ICCE) — București.

crește și se stabilizează la valoarea la care curentul ionic tinde către zero [3, 4, 5, 6,].

1.3. Factorul de pierderi

În general, prin factor de pierderi se înțelege raportul dintre puterea activă (de pierderi) și puterea reactivă :

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{P_a}{P_r} = R_s C_s \omega = \frac{1}{R_p C_p} \omega. \quad (2)$$

Întrucît dielectricul obținut electrochimic pe anoda de tantal nu este perfect, condensatorul într-un circuit electric sau electronic se comportă ca un circuit complex serie-paralel. Acest lucru se poate vedea și din schema echivalentă a unui condensator (fig. 1) [7, 8].

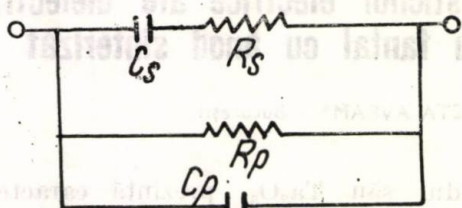


Fig. 1. Schema echivalentă a unui condensator electrolitic cu tantal.

La aplicarea unei tensiuni alternative la bornele condensatorului, o parte din ea va fi irosită pe R_s și R_p , producându-se așa-zisele „pierderi” datorate defazajului incomplet al tensiunii și al curentului (fig. 2).

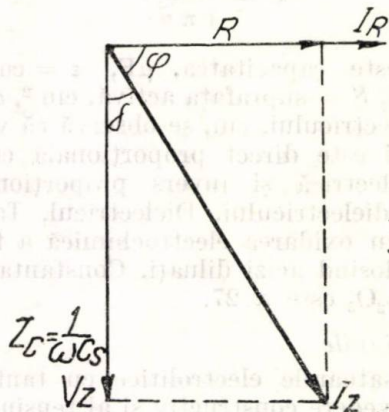


Fig. 2. Unghiul de pierderi.

În literatură [7] se arată că $\operatorname{tg} \delta$ este practic o caracteristică datorată calității peliculei de oxid. Or, aceasta este în funcție atât de puritatea metalului ce se oxidează, cât și de procesul tehnologic utilizat pentru realizarea dielectricului.

1.4. Curentul de fugă

Datorită impurităților ce se găsesc în pelicula dielectrică de Ta_2O_5 cât și a structurii ei uneori neomogenă sau cu imperfecțiuni, la aplicarea

tensiunii pe un condensator prin acesta curge un curent denumit „curent de fugă”. Valoarea acestuia este dată de relația :

$$I_f \leq K \cdot C_n \cdot U_n. \quad (3)$$

În funcție de condițiile de presare, sinterizare și oxidare, pelicula dielectrică va avea caracteristici mai mult sau mai puțin corespunătoare.

2. Oxidarea electrochimică a tantalului

Tantalul este unul dintre principalele metale din grupa metalelor ventii (valvă) [3]. Din această grupă mai fac parte Nb, Al, Zr, Hf, Bi, Sb, care, ca și tantalul, prezintă proprietatea de a se acoperi, la polarizare anodică, cu o peliculă protectoare de oxid cu rezistență electrică mare. Pelicula de oxid, omniprezentă la tantal, joacă rol de germene de creștere la polarizarea anodică a tantalului în aproape toate soluțiile electrice apoase.

În figura 3 este prezentată dependența curent-tensiune pentru joncțiunea $Ta-Ta_2O_5$. La polarizare anodică curentul este foarte mic și crește numai cînd se atinge acea valoare a

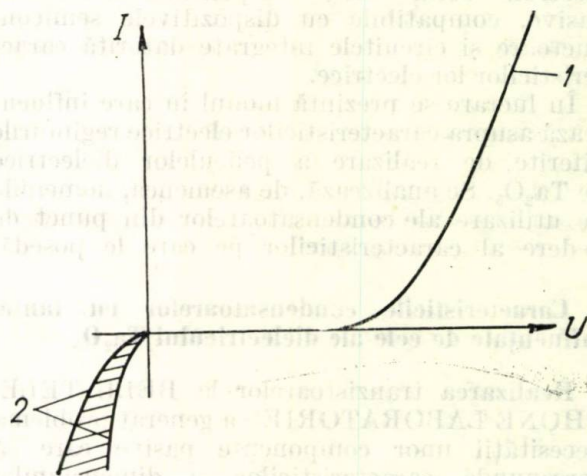


Fig. 3. Caracteristica $U-I$ a joncțiunii $Ta-Ta_2O_5$: 1 — zona de curent ionic ; 2 — zona de degajare H_2 .

tensiunii pentru care curentul ionic depășește curentul de fugă. În această situație începe creșterea peliculei de oxid.

2.1. Moduri de realizare a peliculei dielectrice de Ta_2O_5 .

Pelicula dielectrică de oxid de tantal se realizează prin oxidare la : curent ionic constant și la tensiune constantă, după cum se poate vedea din figura 4.

2.1.1. Oxidarea în curent constant. La oxidarea în curent constant se respectă relația :

$$\frac{dU}{d\delta} = E_a, \quad (4)$$

unde dU este creșterea tensiunii; $d\delta$ — creșterea grosimii oxidului; E_a — cîmpul în oxid.

De obicei $\frac{dU}{d\delta}$ rămîne constant la creșterea grosimii peliculei prin menținerea constantă a densității de curent ionic.

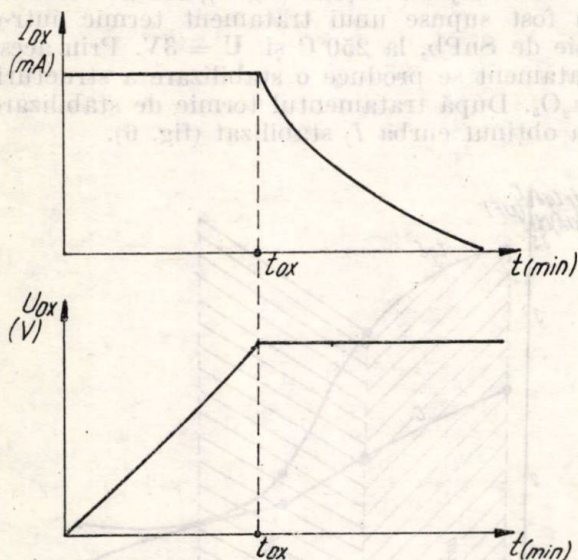


Fig. 4. Oxidarea la I_{const} și U_{const} a tantalului.

Viteza de creștere a grosimii peliculei de Ta_2O_5 este dată de relația :

$$\frac{d\delta}{dt} = \frac{J M}{Z F \rho}, \quad (5)$$

unde δ este grosimea oxidului;

t — timpul de creștere;

j — densitatea curentului ionic;

Z — valența metalului;

F — constanta lui Faraday;

M — greutatea moleculară a oxidului;

ρ — densitatea oxidului.

Dacă derivata lui E_a este constantă, atunci viteza de creștere :

$$\frac{dU}{dt} = E_a \frac{d\delta}{dt} = \frac{E_d \cdot M}{Z \cdot F \rho} j = K_1 \cdot J. \quad (6)$$

Deci, se observă că viteza de creștere a oxidului este direct proporțională cu densitatea de curent.

2.1.2. Oxidarea în tensiune constantă. La oxidarea în tensiune constantă valoarea lui E_a scade treptat și ca urmare scade și curentul ionic. Procesul se desfășoară pînă cînd viteza de creștere a oxidului devine atît de mică încît se poate considera că grosimea oxidului a atins o valoare limită. În acest caz viteza de creștere

se exprimă în $\text{\AA}/\text{V}$; la tantal este de circa $16 \text{ \AA}/\text{V}$.

2.2. Condiții de respectat în procesul oxidării

Pentru a obține o peliculă dielectrică corespunzătoare trebuie satisfăcute următoarele condiții [3]:

— suportul de tantal (anoda poroasă) trebuie să fie de înaltă puritate, iar sinterizarea să fie corect executată;

— densitatea de curent nu trebuie să fie mare pentru a permite o creștere uniformă și o bună aderență a oxidului electrochimic la oxidul existent pe tantal;

— tensiunea de oxidare trebuie corelată corect cu tensiunea nominală;

— soluția apoasă, cu care se efectuează oxidarea, este de preferat să aibă un număr mic de impurități, deci, se preferă soluții slab acide.

3. Rezultate experimentale

3.1. Determinarea soluției optime pentru oxidare :

Întrucît pelicula dielectrică de Ta_2O_5 se realizează prin procedee electrochimice, inițial s-a studiat modul cum influențază concentrațiile soluțiilor de oxidare asupra caracteristicilor dielectricului. Pentru încercări a fost folosită pulbere de tantal de la firma Murrex, obținută prin „Electron-Beam”, cu granulația omogenă (circa 45μ) și puritate ridicată. Anodele de presare din această pulbere, au avut o densitate crudă egală cu 10 g/cm^3 și au fost sinterizate în vid de $5 \cdot 10^{-6} \text{ mm Hg}$, timp de 30', la o temperatură de 2100°C . Concentrațiile de acid ortofosforic folosite pe parcursul determinărilor, au fost următoarele: 0,015%; 0,02%; 0,025%; 0,03%; H_3PO_4 (85%).

Pelicula de dielectric a fost obținută prin oxidarea anodelor în băi cu diverse concentrații de H_3PO_4 , folosind drept contraelectrod folie de tantal. Tensiunea de oxidare a fost menținută 200 V, iar densitatea de curent 20 mA/g. Rezultatele obținute sînt prezentate în tabelul 1.

Tabelul 1

Lotul	Concentrația soluției de H_3PO_4 , %	I_{med} , μA	C_{med} , μF	$\text{tg} \delta_{\text{med}}$, %
1	0,015	0,1	6,83	10,3
2	0,02	0,1	6,80	8,2
3	0,025	0,1	6,77	3,5
4	0,03	0,1	6,74	0,5
5	0,035	0,1	6,7	0,7

Analizînd rezultatele din tabelul 1 reiese că cel mai puternic este influențată $\text{tg} \delta$ (fig. 5). Valorile minime ale $\text{tg} \delta$, dovadă a unei structuri omogene a peliculei de Ta_2O_5 , s-au obținut pentru concentrații de 0,03% H_3PO_4 .

3.2. Influența tensiunii de oxidare asupra peliculei dielectrice

În literatură [2, 5, 6, 7, 9] se menționează că pentru obținerea unor bune pelicule dielectrice, tensiunea de oxidare trebuie să fie cuprinsă

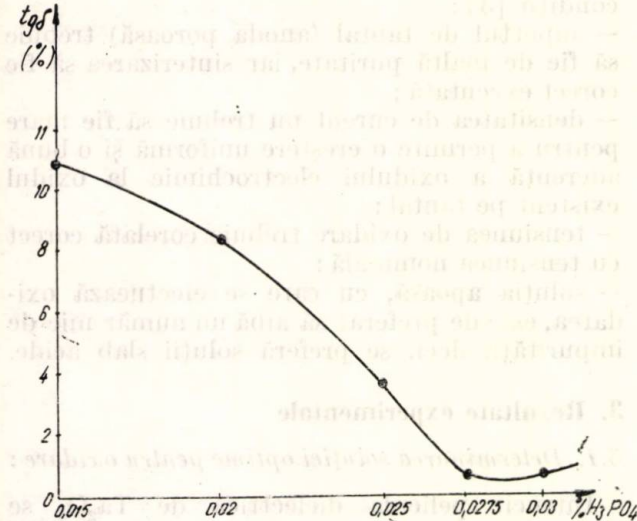


Fig. 5. Oxidarea anodelor de tantal în soluții de diverse concentrații de H_3PO_4 la: $U_n = 35$ V; $U_{ox} = 200$ V; $d_s = 20$ mA/g.

între (4–6) U_n . Întrucît, pentru produse de larg consum, au fost obținute rezultate foarte bune și la oxidări cu $U_{ox} < 4 U_n$, au fost executate încercări la diferite tensiuni de oxidare. Rezultatele sînt prezentate în tabelul 2.

Tabelul 2

Lotul	U_{ox} , V	U_n , V	d_{med} , Å	I_{fmed} , μA	I_{fstab} , μA	I_{fadm} , μA	C_{med} , μF	$tg \delta_{med}$, %
5	105	3	1 680	0,1	—	4,43	2,53	3,4
1	140	4	2 260	0,2	0,1	3,62	2,08	2,9
2	160	4,55	2 560	0,5	0,15	3,2	1,83	2
3	180	5,1	2 880	1,3	0,2	2,92	1,67	1,7
4	210	6	3 360	1,4	0,5	2,46	1,4	1,7

Condițiile experimentale au fost următoarele:

- pulbere tip T5 Kawecki-Billiton;
- densitate anodă, 10 g/cm³;
- sinterizare vid, $5 \cdot 10^{-6}$ mmHg, timp de 30', la 2 100°C;
- $U_n = 35$ V;
- soluție de oxidare 0,03% H_3PO_4 ;
- densitate de curent 30 mA/g;
- $U_{ox} = 3 U_n$; $4 U_n$; $4,55 U_n$; $5,1 U_n$; $6 U_n$.

Condiții de măsură pentru I_f : $U_{m\ddot{a}s} = U_{nom} = 35$ V, sol. m\ddot{a}s: 10% H_3PO_4
 pentru C , $tg \delta$: $U_{m\ddot{a}s} = 2,5$ V
 $f = 50$ Hz
 sol. m\ddot{a}s: 40% HNO_3 .

NOTA. Curentul de oxidare admis a fost calculat cu relația:

$$I_f \leq 0,05 C_n \cdot U_n (\mu A). \quad (7)$$

Din tabelul 2 rezultă că se obțin caracteristici optime pentru C_n și $tg \delta$ la $U_n = (4 \div 5) U_n$. Întrucît în acest interval de tensiuni de oxidare I_f se află deja în creștere (fig. 6), anodele oxidate au fost supuse unui tratament termic într-o baie de SnPb, la 250°C și $U = 3$ V. Prin acest tratament se produce o stabilizare a structurii Ta_2O_5 . După tratamentul termic de stabilizare s-a obținut curba I_f stabilizat (fig. 6).

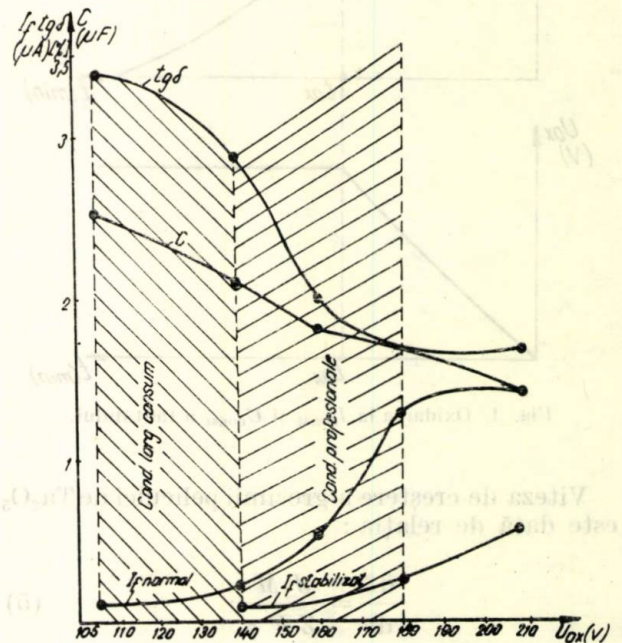


Fig. 6. Dependența principalelor caracteristici de tensiunea de oxidare.

Analizînd corelat curbele din figura 6, s-a dedus că în cazul folosirii unei pulberi cu aceleași condiții de sinterizare și condiții de oxidare la varierea tensiunii de oxidare, se obțin următoarele tipuri de condensatoare: 1 — pentru $U_{ox}(3 - 4) U_n$, de larg consum; 2 — pentru $U_{ox} = (4 - 5) U_n$ și stabilizare oxid de tip profesional.

Concluzii

În urma cercetării efectuate s-a constatat că:

1. Concentrația optimă a soluției de oxidare, care conduce la realizarea unor condensatoare cu $tg \delta$ foarte scăzut, este: 0,03 H_3PO_4 .
2. Tensiunea optimă de oxidare este cuprinsă între 4 și 5 U_n . La această gamă de tensiuni se obțin valori minime ale $tg \delta$.
3. S-a observat influența negativă a U_{ox} asupra lui I_f , deoarece la valori mari ale tensiunii de oxidare se obțin pelicule groase care vor îngloba mai multe impurități și imperfecțiuni de structură. Pentru

diminuarea valorii I_f s-a introdus tratamentul termic al oxidului.

4. Caracteristici corespunzătoare unor condensatoare profesionale se obțin folosind tensiuni de oxidare de $(4 \div 5) U_n$. 5. Întrucât condensatoarele de larg consum prezintă caracteristici electrice mai puțin pretențioase, ele se pot executa folosind tensiuni de oxidare cuprinse între 3 și 4 U_n . Prin aceasta se obțin intervale de oxidare mai scurte, capacități specifice mai mari și productivități mai mari.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Taylor, R. L., Haring, H. E. A. *Metal — Semiconductor Capacitor*. În: Journal of the Electrochemical Society, nov 1956, p. 611—613.
- [2] McLeon, D. A. *Power FS — Tantalum solid Electrolytic Capacitors*. În: Proceeding of the IRE, 1956, p. 872—878.

- [3] Young, L. *Anodnie oxidnie plenki* (traducerea în limba rusă). Leningrad, Energia, 1967.
- [4] Smyth, D. M., Tripp, T. B., Shirn G. A. *The Heat-Treatment of Anodic Oxide Films on Tantalum; IV Anodization in Phosphoric Acid Solutions*. În: Journal of the Electrochemical Society, feb 1966, p. 100—104.
- [5] Kover, F., Musselin, M. J. *Sur la nature et les caracteristiques des conches minces dielectrique preparé par oxydation anodique de titanium*. În: Tantalum et Niobium, Revue Générale de l'Électricité, 1967.
- [6] Mosebach, W. *Tantal Kondensatoren mit sinteranode und festem Electrolyten*. În: Elektronische Rundschau, 1960, p. 371.
- [7] Ristea, I. Stan, F. *Condensatoare*. București, Editura tehnică, 1964.
- [8] McLeon, D. A. *The A—C Properties of Tantalum solid Electrolytic Capacitors*. În: Journal of the Electrochemical Society, 1961, p. 48.
- [9] Vergnolle, I. *Condensateurs aux tantal de haute courante et tension*. În: L'onde Electrique, 1965, p. 1121.

CZ 621.374.3

MĂSURĂTORI DE TIMP
CONVERTOARE

Sistem de măsură și control pentru comutatoare ultrarapide de înaltă tensiune

SERGIU IORDĂNESCU* — București

În cadrul cercetărilor asupra plasmelor fierbinți, focalizate, se folosesc comutatoare de înaltă tensiune (20 kV) și curenți tari (100 kA) în impuls, cu timp de închidere foarte scurt (5—6 ns), care asigură transferul simultan al energiei immagazinate în modulele unei baterii de condensatori la electrozii instalației de plasmă focalizată.

La comutatoarele utilizate (de tip presurizat, cu distorsiune de câmp) se constată totuși diferențe între momentele de închidere, de la un exemplar la altul, în ciuda faptului că sînt acționate de la același generator de comandă. Aceste diferențe sînt justificate de caracterul statistic al fenomenelor fizice care însoțesc procesul de străpungere a intervalului dintre electrozii comutatoarelor și constituie așa-numita deviație standard a timpului de întârziere la închidere.

Urmărirea evoluției acestui parametru în decursul exploatării comutatoarelor furnizează un criteriu de apreciere a gradului lor de uzură. Cunoașterea modului în care se face transferul de energie către instalație fiind deosebit de utilă în aprecierea rezultatelor experimentale, se impune de asemenea supravegherea funcționării comutatoarelor. În acest scop a fost construit un sistem de măsură și control, cu 5 canale, care permite măsurarea, înregistrarea și afișarea

valorii numerice a timpului de întârziere la închidere τ pentru fiecare comutator în parte, precum și semnalizarea depășirii unor valori prestabilite pentru aceste intervale de timp.

1. Principiul de funcționare și descrierea sistemului

Schema-bloc care asigură funcțiunile impuse este prezentată în figura 1. Deoarece intervalele de timp care interesează sînt foarte scurte (maximum 100 ns) conversia timp-număr de impulsuri este realizată în două etape: conversie, în paralel, timp-tensiune, urmată de o

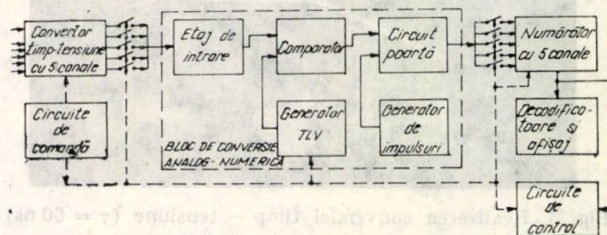


Fig. 1. Schema-bloc a aparatului.

conversie analog-numerică (tensiune-număr de impulsuri), la care informația pentru fiecare canal este prelucrată secvențial. Rezultatele sînt memorate în paralel, afișarea efectuându-se pe rînd prin apăsarea tastelor corespunzătoare.

Convertorul timp-tensiune, avînd 5 canale identice, este de tipul start-stop (fig. 2). Con-

* Ing. S. Iordănescu lucrează în cadrul Institutului de cercetări pentru componente electronice — București.

versia constă în încărcarea sub curent constant a unui condensator C pe o durată egală cu timpul de întârziere la închidere (fig. 3). Condensatorul are și rol de element de memorie intermediară. Pentru încărcare se folosește un generator cu

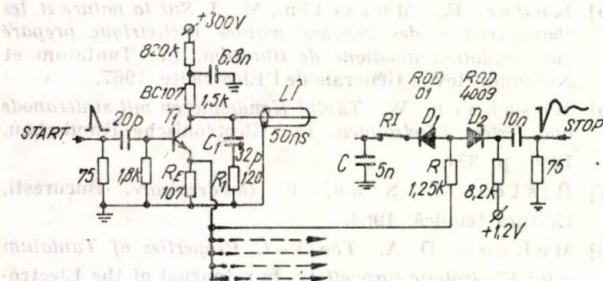


Fig. 2. Circuitul de conversie rapidă timp — tensiune.

tranzistor în regim de avalanșă (T_1 — performanțe deosebit de bune în acest regim de funcționare prezintă tranzistoarele BC 107 și BC 109) și linie de întârziere ($L1$ — cablu coaxial de 75 Ω), care furnizează un impuls dreptunghiular de amplitudine $u = 65$ V și durată de 100 ns, cu timp de creștere 1 ns. Grupul R_1C_1 permite obținerea unui palier constant al impulsului, iar rezistența R_E realizează adaptarea circuitului de sarcină la impedanța cablului. adaptare ce este esențială pentru funcționarea corespunzătoare a generatorului. Impulsul se aplică fiecărui condensator prin intermediul unor rezistențe neinductive, cu peliculă metalică

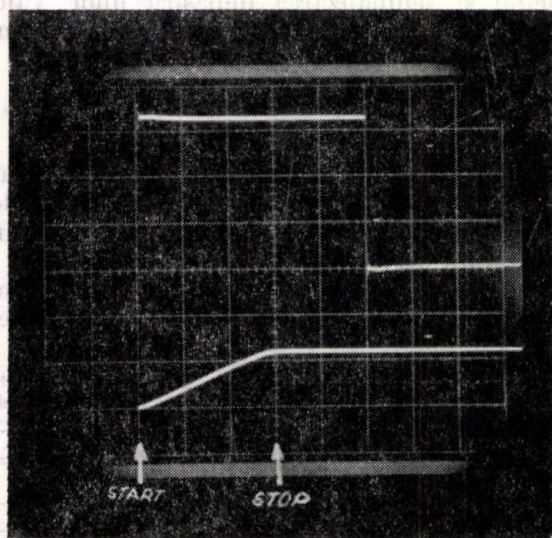


Fig. 3. Realizarea conversiei timp — tensiune ($\tau = 60$ ns):

sus: impulsul în emitorul tranzistorului T_1
vertical: 20 V/div,
jos: tensiunea la bornele condensatorului C ;
vertical: 0,5 V/div,
orizontal: 20 ns/div.

$R = 1,25$ k Ω . Deoarece în intervalul de timp util tensiunea pe condensatori nu depășește 1 V, rezistențele R asigură un curent de încărcare practic constant ($I = \frac{U}{R}$), scăderea aces-

tuia pe durata încărcării încadrându-se în precizia aparatului.

Generatorul este declanșat de impulsul dat de fotodioda rapidă BPY 88 de la unitatea de comandă a comutatoarelor, iar oprirea încărcării este determinată de semnalele negative care indică închiderea fiecărui comutator. Aceste semnale se obțin cu ajutorul unor spire Rogowski (traductoare curent-tensiune: $u \sim \frac{di}{dt}$ plasate

la bornele lor de ieșire. Pentru dioda D_1 din circuitul poartă $D_1 - D_2$ se utilizează diode Schottky cu timp de răspuns sub 1,5 ns, comportarea diodelor de comutație obișnuite la trecerea din conducție (50 mA) în stare blocată, nefiind satisfăcătoare.

În configurația folosită:

$$I = \frac{U}{R + r_{D1}}$$

$$U_c = \frac{U}{R + r_{D1}} \cdot \frac{1}{C} \tau,$$

coeficientul de conversie ($k = \frac{1}{C} \cdot \frac{U}{R + r_{D1}}$)

ales fiind $k = 10 \frac{\text{mV}}{\text{ns}}$.

Tensiunile astfel obținute la bornele condensatoarelor C sint „citite” prin acționarea releelor R II a și R III și prelucrate secvențial în blocul de conversie analog-numerică. Performanțele impuse aparatului permit folosirea unei scheme cu o singură rampă, prezentată detaliat în figura 4. Procesul de conversie începe în momentul aplicării tensiunii U_c la intrarea inversoare a comparatorului $\mu A711C$ care, pe cealaltă intrare, primește semnalul de la generatorul de tensiune liniar variabilă (amplificatorul operațional $\mu A741$ în montaj de integrator). Integratorul este prevăzut cu un circuit de compensare a curentului de intrare al amplificatorului integrat (D_3, P_3), dioda D_3 asigurând și stabilizarea termică a montajului. Comanda se face prin intermediul bistabilului CBB3 și al circuitului poartă $D_4 - D_5$, iar panta rampei se reglează cu P_2 . Prin circuitul poartă CP3 (tip NUMAI) comparatorul controlează trecerea impulsurilor furnizate de circuitul astabil rapid $T_{20} - T_{21}$ către număratoarele cu două decade, care au și rol de elemente de memorare a rezultatelor.

Prelucrarea paralel-serie-paralel a informației este comandată de astabilul $T_4 - T_5$, bistabilul CBB1, circuitele poartă CP1 și CP2 și registrele de deplasare RD.

Funcționarea aparatului în regim de supraveghere este asigurată de circuitele de control, etajele de coincidență CC (circuite poartă ȘI),

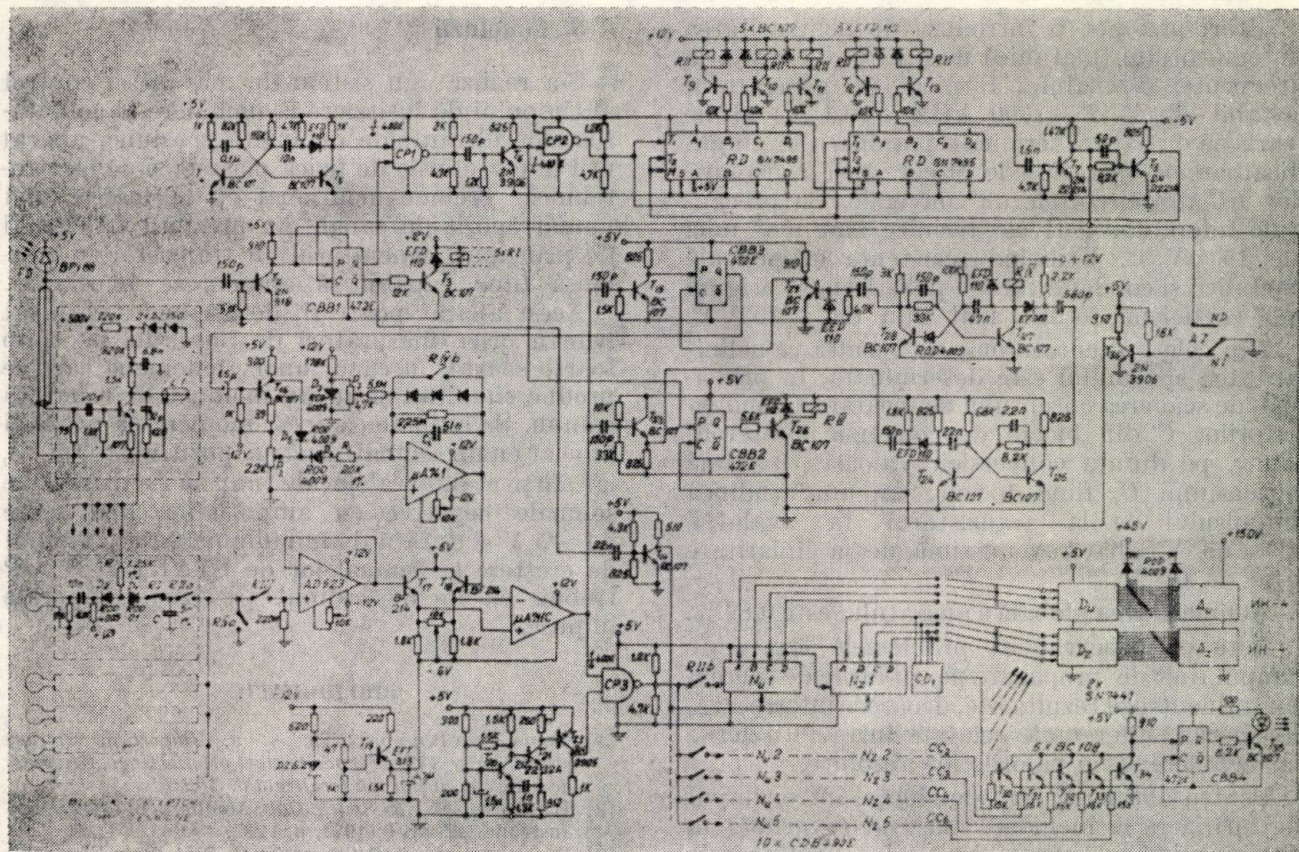


Fig. 4. Schema de detaliu a sistemului.

circuitul SAU ($T_{30} - T_{34}$) și bistabilul CBB4 — care acționează dioda luminiscentă numai în cazul depășirii unei capacități prestabilite a unuiu sau mai multor numărătoare (deci depășirea unui timp de întârziere la închidere impus în urma determinărilor experimentale efectuate asupra comutatoarelor). Operatorul efectuează afișarea rezultatelor pentru a stabili comutatorul în cauză.

2. Performanțe

O problemă ridicată de realizarea acestui sistem a fost aceea a menținerii tensiunii U_c în intervalul dintre întreruperea încărcării și efectuarea „citirii” acestei tensiuni, precum și pe durata conversiei analog-numerice.

Pentru minimizarea erorilor determinate de descărcarea în timp a condensatorilor C s-au utilizat, pe lângă diode D_1 cu curent invers mic ($I_{inv}, U = 1V < 1 nA$), relee de deconectare (RI) care permit izolarea fiecărui condensator pînă în momentul „citirii”. Este necesară evaluarea acestor erori, ceea ce se poate face raportînd constantele de timp de descărcare la intervalele de timp corespunzătoare.

Condensatorii se pot descărca prin rezistența inversă a diodelor D_1 , în intervalul de timp dintre oprirea încărcării și momentul deschiderii

contactelor RI ($t_1 = 0,5$ ms). Avînd $C = 5$ nF și considerînd $R_{inv.} = 10^9 \Omega$, rezultă :

$$t_1/R_{inv.} \cdot C = 10^{-4}, \text{ deci o eroare de } 0,01\%.$$

O altă cauză este rezistența echivalentă de pierderi (a condensatorilor, releelor și cablajului) care intervine până la „citirea” tensiunii pentru canalul al cincilea ($t_2 = 32$ ms). Estimind, din datele din catalog, $R_{ech.} = 5 \cdot 10^9$ Ω (s-au folosit condensatori cu polistiren), rezultă :

$$t_2/R_{ech.} \cdot C = 1,28 \cdot 10^{-3}, \text{ deci o eroare de } 0,13 \%.$$

Este de menționat că rezultatele pot fi puternic afectate de cuplajul capacitiv între bobina de acționare a releului de „citire” R III (releu REED cu contacte cu mercur) și contactele acestuia. Pentru înlăturarea acestui efect negativ, s-a folosit un ecran electrostatic dispus între incinta care conține contactele și bobină.

De asemenea, pentru a evita modificarea tensiunii U_c pe durata conversiei, a fost prevăzut un etaj de intrare (amplificatorul operațional integrat AD523K, avînd curentul de intrare mai mic de 1 pA) asigurîndu-se o impedanță $R_{in} = 220 \text{ M } \Omega$. Durata maximă a conversiei fiind $t_3 = 200 \text{ } \mu\text{s}$, rezultă :

$$t_3/R_{in.} \cdot C = 1,8 \cdot 10^{-4}, \text{ deci o eroare de } 0,02\%$$

Erori mai pot fi introduse de neliniaritatea integratorului (mai mică de 0,1 %), de variația frecvenței semnalului furnizat de generatorul astabil $T_{20} - T_{21}$ (500 kHz $\pm$ 0,1 %) și de variația de natură termică a parametrilor amplificatoarelor operaționale integrate și a grupurilor RC din circuitele de conversie. Cu precauțiile adoptate, derivatele termice sînt mai mici de 15 μ V/°C. Utilizînd rezistențe cu peliculă metalică și condensatori cu polistiren, se asigură un coeficient termic mai bun de $2 \cdot 10^{-4}$ /°C.

Din cele prezentate mai sus rezultă că neliniaritatea sistemului este determinată, în principal, de scăderea curentului de încărcare a condensatorilor C din blocul de conversie timp-tensiune, pe durata conversiei. Valoarea maximă a tensiunii U_c fiind 1 volt, iar amplitudinea impulsului de la tranzistorul în avalanșă $U = 65$ V, abaterea maximă de la liniaritate este de 0,8%.

Neliniaritatea globală a aparatului este 0,87%.

Este de observat că problemele legate de timpul finit de propagare pe cablurile de semnal nu influențează rezultatele, deoarece interesează, în special, diferențele relative între întîrzierile la închidere și nu valorile lor absolute.

Pentru obținerea corespondenței între timpul de întîrziere la închidere măsurat (exprimat în ns) și numărul afișat, s-au ales următoarele valori caracteristice:

- coeficientul de conversie $k = 10$ mV/ns.
- perioada impulsurilor furnizate de generatorul astabil din convertorul analog-numeric $T = 1$ μ s.
- panta de integrare 5 mV/ μ s.

3. Concluzii

S-a realizat un sistem de măsură și control al timpului de întîrziere la închidere al comutatoarelor ultrarapide de înaltă tensiune, aparat util în cercetările de fizica plasmei și de electro-tehnică. Trebuie menționat că obținerea unui număr sporit de canale nu prezintă dificultăți de principiu, generatorul cu tranzistor în avalanșă fiind capabil să alimenteze 16 canale.

Acest aparat poate fi, de asemenea, utilizat pentru orice măsurători de intervale de timp foarte scurte, în cazul unor fenomene care se produc simultan și au un moment de referință comun. Se impune ca acest moment să poată fi asociat cu un semnal electric pozitiv ($\geq 1,5$ V), iar sfîrșitul intervalelor de timp să fie marcat de semnale negative cu amplitudine mai mare de -5 V și durată de minimum 100 ns. Timpul de creștere a semnalelor de START și STOP trebuie să fie de ordinul preciziei temporale impuse.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Ionescu-Bujor, Th. ș. a. *Raport de cercetare științifică — STE de fundamentare privind tema „Generator de neutroni cu plasmă focalizată de 50 kJ”*.
- [2] Brown, D. A *Spark Gap Monitor*, în: Rev. Sci. Instrum., **42**, nr. 9, 1971, p. 1287.
- [3] Schmid, H. *A/D Conversion — Part I* în: Electronic Design, **16**, nr. 25, 1968, p. 49.
- [4] Schmid, H. *A/D Conversion — Part II*, în: Electronic Design, **16**, nr. 26, 1968, p. 57.
- [5] Mitrofan, Gh. *Generatoare de impulsuri și de tensiune liniar variabilă*, București, Ed. tehnică, 1969.
- [6] Underwood, R. K. *New Design Techniques for FET Op Amps*. National Semiconductor, Application Note AN — 63.

CZ 512.831

SISTEME DE CALCUL
EVALUAREA PERFORMANTELOR
PUTERE DE CALCUL

Considerații privind evaluarea puterii sistemelor de calcul

D. DRAGOȘ ȘI N. NISIPEANU* — București

Introducere

Evaluarea puterii sistemelor de calcul reprezintă o problemă importantă pentru proiectanții, producătorii și utilizatorii calculatoarelor. Costurile de elaborare și producție, precum și prețurile la care se pot vinde sistemele de calcul, depind direct de puterea acestora. Utilizatorul final nu este interesat de fapt în simpla achiziționare a unui echipament, ci în obținerea unei

puteri de calcul capabile să-i rezolve problemele. În general, se poate spune că puterea și eficiența sistemelor de calcul depinde de puterea lor internă, de calitatea programelor de bază și aplicative, de calificarea analiștilor și programatorilor, de fiabilitate hardware și software și de pregătirea personalului de întreținere. Aceste elemente au un grad înalt de complexitate, iar aprecierea unora prezintă o notă pronunțată de subiectivitate. Reprezentînd un element de obiectivitate mai marcată, majoritatea metodelor de măsurare și evaluare se referă la determinarea puterii interne brute a sistemelor de

* Ing. D. Dragoș este cercetător st. pr., iar ing. N. Nisipeanu, cercetător șt. la I.T.C. — București.

calcul. Diversitatea tipurilor de aplicații a determinat apariția mai multor metode de evaluare a puterii interne de calcul. În plus, concurența ascuțită de pe piața mondială a calculatoarelor a făcut ca marile firme producătoare să promoveze metodele de evaluare care avantajează sistemele proprii [4], [6].

Metoda de evaluare a puterii de calcul interne, cel mai larg acceptată, este de natură statistică și constă în determinarea mixului de instrucțiuni care caracterizează un anumit tip de aplicație. Deci pentru fiecare tip important de aplicație-calcule științifice, de gestiune și în timp real, se dă frecvența statistică relativă a tipurilor celor mai folosite de instrucțiuni [2], [5].

1. Evaluarea calculatoarelor pentru aplicații științifice

Mixul științific, cunoscut și sub denumirea de mix Gibson, a fost elaborat de către firma IBM prin analizarea unui număr mare de aplicații și programe de calcule științifice pentru determinarea frecvenței statistice de utilizare a instrucțiunilor cod mașină. În tabelul 1 se dă calculul mixului științific (Gibson) pentru calculatorul mediu FELIX C-256. Frecvența instrucțiunilor celor mai utilizate în calculele științifice formează procentul mixului. Prin înmulțirea acestora cu timpii corespunzători de execuție, pentru precizia simplă și dublă, se obține valoarea ponderată a instrucțiunii respective. Prin însumarea valorilor ponderate și împărțirea cu 100 se obține mixul științific (Gibson) care este de fapt durata, în μs ; a ins-

trucțiunii medii ponderate pentru acest tip de aplicație. În cazul calculatorului FELIX C-256 mixul științific (GIBSON) este de 4,64 μs pentru precizia simplă și de 8,70 μs , pentru precizie dublă. Comparând aceste valori cu cele date pentru câteva firme și modele de calculatoare, în tabelul 2 se constată că pentru aplicațiile din domeniul calculelor științifice, calculatorul C-256 are o putere internă aproximativ egală cu calculatorul IBM 360/50 respectiv IBM 370/135 [3], [9], [10].

După cum se poate constata din acest tabel, în determinarea mixului științific (Gibson) nu se folosesc nici un fel de instrucțiuni legate de intrare/ieșire. Acest lucru nu are însă o influență pronunțată asupra preciziei mixului științific, deoarece ponderea duratelor operațiunilor de intrare/ieșire este neglijabilă. Dacă se compară valoarea mixului științific al unui anumit model de calculator cu timpii efectivi realizați la rularea unor aplicații științifice concrete, se constată că metoda este corectă [2].

2. Evaluarea calculatoarelor pentru aplicații economice

În determinarea mixului de gestiune se folosește același procedeu, luându-se în considerare frecvența relativă de utilizare a instrucțiunilor cod mașină, cele mai frecvente în acest tip de aplicații. Este evident că mare parte din aceste instrucțiuni sînt legate de calculul zecimal. În tabelul 3 se prezintă calculul mixului de gestiune pentru calculatorul mediu-mare FELIX C-512/1.024, care este de 16,67 μs . Comparînd această valoare cu cele date pentru alte calcula-

Mix-științifice(Gibson) FELIX C-256

Tabelul 1

Instrucțiunile	Procent Mix	Simplă precizie			Dublă precizie			Obs.
		mnemo-nică	timp, μs	pondere	mnemonică	timp, μs	pondere	
Încărcare/Memorare	31,2	LD4/ST4	3,76	117,39	LDB/ST8	5,68	177,45	Medie instrucțiuni
Indexare	18,0	—	1,04	24,84	—	1,04	24,84	Mărirea timpului datorită indexării
Salt condiționat	16,6	BDF	5,72	94,95	BDF	5,72	94,59	Medie instrucțiuni
Adunare/Scădere	6,9	ADF4/SBF4	7,16	49,40	ADF8/SBF8	9,37	64,65	Virgulă flotantă
Adunare/Scădere Immediate	6,1	AD4/SB4	3,79	23,20	AD8/SB8	6,07	37,02	
Deplasare	5,3	LD2I	2,23	11,80	LD4I	2,74	14,55	
Comparare	4,4	SH4	1,66	7,31	SH8	4,07	17,91	
Înmulțire	3,8	CP4	3,79	14,40	CP8	6,07	23,06	
	3,8	MPF4	19,88	75,55	MPF8	72,64	276,02	Virgulă flotantă
Logice	1,6	E04	3,79	6,06	E04	3,79	6,06	
Împărțire	1,5	DVF4	22,49	33,73	DVF8	76,85	115,28	Virgulă flotantă
Înmulțire	0,6	MPU2	7,01	4,20	MP4	22,74	13,64	
Împărțire	0,2	DVU2	9,77	1,95	DV4	22,92	4,58	
TOTAL	100			464,78			870,01	
Mix științific (Gibson)				4,64 μs		8,70 μs		

Puterea de calcul pentru unele tipuri de calculatoare

Producător și model	Mix gestiune, μs	Mix științific (Gibson) μs		Instrucțiuni/s	Mix timp real, μs	Ciclu memorie, μs	Biți/ μs
		Precizie simplă	Precizie dublă				
CONTROL DATA SC1700	—	46,63	—	21 440	5,53	1,5	10,67
3500	8,72	1,44	—	694 440	1,41	0,9	26,67
CYBER 72-1	19,50	1,55	—	654 160	2,13	1	60,0
CYBER 73-1	12,74	1,23	—	813 000	1,67	1	60,0
DEC PDP-10	—	3,68	—	271 740	—	1	36
PDP-11/20	—	86,68	—	11 530	1,73	1,2	13,3
PDP-11/45	—	—	—	—	—	0,9	17,8
PDP-11/70	—	—	—	—	—	0,3	53,4
DATA GENERAL Nova 800,820, 830, 840	—	—	—	—	—	0,8	20
Eclipse S/100	—	—	—	—	—	0,2	80
HONEYWELL 635/45	—	2,07	—	483 090	3,52	1	72
200/3200	24,05	10,45	—	95 690	21,98	1	12
IBM 360/30	95,01	38,0	86,30	26 310	52,86	1,5	5,33
360/40	55,20	21,0	—	47 620	21,15	2,5	6,40
360/50	28,30	4,40	6,50	227 270	7,53	2,0	16
370/135	39,54	6,08	6,78	164 470	—	0,77	20,77
370/145	15,68	2,91	4,95	343 640	—	0,54	59,29
370/155	6,65	1,24	1,77	806 450	—	0,345	185,51
370/165	2,78	0,30	0,34	3333 330	—	0,08	800
UNIVAC 1800	—	49,50	—	20 200	5,70	2	—
1106	14,29	2,32	—	431 030	3,38	1,5	24,0
1108	—	1,35	—	740 740	1,92	0,75	48
9400	50,5	—	—	—	34,30	0,6	26,67

Tabelul 3

Mix gestiune FELIX C-512/1.024

Instrucțiunile	Mnemonica	Procent Mix	Timp μs	Pondere	Obs.
Deplasare	SHD	25,0	16,08	402,00	Calcul zecimal
Comparare	CPD	24,0	20,72	497,28	—, —
Salt condiționat	BCF	20,0	3,22	64,4	
Salt pe caracter	—	10,0	12,88	128,8	Timp echivalat prin program
Inițiere					
Intrare/Ieșire	SIO	7,0	12,39	86,73	
Adunare/Scădere	ADD/SBD	6,0	27,18	163,08	Calcul zecimal
Editare	—	4,0	55,0	220,0	Timp echivalat prin program
Înmulțire	MPD	3,0	13,33	39,99	Calcul zecimal
Împărțire	DVD	1,0	64,43	64,43	—, —
TOTAL	DV	100		1 666,71	
Mix gestiune				16,67 μs	

toare în tabelul 2, se constată că în aplicațiile de gestiune calculatorul C-512/1.024 are o putere internă mai mare decât IBM 360/50 și se apropie de IBM 370/145 și de CDC Cyber 73-1 [3], [10], [11].

3. Evaluarea calculatoarelor pentru conducerea proceselor

În tabelul 4 se dă, în mod similar, calculul mixului în timp real pentru calculatorul mic

FELIX C-32. Se constată că valoarea acestui mix de 4,17 μs este extrem de bună, ceea ce face ca pentru aplicații de conducere de procese calculatorul C-32 să aibă o putere internă mai ridicată decât calculatorul CDC SC 1700. Aceasta este un aspect remarcabil ținând seama că acest model s-a afirmat deja pe piața mondială în aplicațiile de conducere a proceselor industriale [3], [6], [12].

Tabelul 4

Mix timp real, FELIX C — 32

Instrucțiunile	Mnemonica	Procent Mix	Timp, μ s,	Pondere	Obs.
Încărcare	LDH2	20,0	2,92	58,40	Prin program
Memorare	STH2	20,0	3,20	64,0	
Adunare/Scădere	ADH2/SBH2	10,0	3,20	32,0	
Înmulțire	MPU2	10,0	7,15	71,50	
Salt condiționat	BCT	8,0	3,74	29,92	
Salt necondiționat	BAL	7,0	2,20	15,40	
Comparare	CP2	5,0	3,20	16,0	
Deplasare	SH2	5,0	3,96	19,80	
Logice	EX2	5,0	3,20	16,0	
Incrementare	IC2	4,0	3,10	12,40	
Modificarea indexării	—	4,0	16,20	68,80	
Împărțire	DVU2	2,0	8,47	16,94	
TOTAL		100		417,16	
Mix timp real				4,17 μ s	

Mixurile de gestiune și în timp real, inclusiv structura acestora nu au primit o acceptare atât de largă ca mixul științific (Gibson). Totuși dau și ele o indicație prețioasă asupra puterii relative interne a calculatoarelor, în cadrul tipurilor respective de aplicații [2].

4. Alte criterii de evaluare

Numărul de instrucțiuni pe secundă sau de milioane de instrucțiuni pe secundă (MIPS) reprezintă valori extrem de folosite pentru caracterizarea puterii calculatoarelor. Trebuie arătat însă că aceste valori de catalog sînt mai puțin riguroase și deseori cu caracter comercial. Aspectele negative ale acestei valori sînt legate de metodele diferite sau simpliste de determinare a lor. Astfel în unele cazuri, aceste valori dau numărul de adunări pe secundă, sau de instrucțiuni imediate pe secundă, pentru a amplifica în mod artificial performanța calculatorului respectiv. Valoarea corectă a numărului de instrucțiuni pe secundă se poate obține din valoarea mixului științific (Gibson). În tabelul 2 sînt date valorile numărului de instrucțiuni pe secundă obținute din mixurile științifice (Gibson), pentru diferite tipuri de calculatoare.

În cazul calculatoarelor FELIX C-256 și C-512/1.024, valorile de catalog de 190 000, respectiv 250—300 000 operații pe secundă sînt mai mici decît valorile obținute din mixurile științifice (Gibson) de 215 000, respectiv, 342 000 operații pe secundă. Instrucțiunile luate în considerare la determinarea valorilor de catalog de mai sus pentru calculatoarele FELIX au fost instrucțiunile: de deplasare, de calcul binar, logice, de calcul cu virgulă mobilă și de intrare/ieșire [1].

Unii autori categorisesc și evaluează puterea în funcție de ciclul memoriei sau de numărul

de biți, de informație transferată pe microsecundă la și de la memorie [3].

În considerațiile făcute mai sus asupra evaluării puterii sistemelor de calcul nu s-au luat în considerare problemele legate de software-ul de bază și cel aplicativ. Pentru aprecierea sistemelor de operare există criterii specifice atât pentru evaluarea cantitativă, cît și calitativă [7].

Un alt factor important la un sistem de calcul îl reprezintă canalele de intrare/ieșire și gama de echipamente periferice și performanțele realizate de acestea. În domeniul discurilor magnetice s-a ajuns la capacități de memorare de 300 Mocteți și viteze de transfer de peste 1 Moctet/s. Benzile magnetice s-au dezvoltat atingindu-se densități de înregistrare de pînă la 6 250 b/i (biți pe inch) și viteze de 200—250 i/s (inch pe sec). S-au realizat imprimare fără impact care ating viteze mari de imprimare. O dezvoltare largă au căpătat și terminalele care asigură un contact mai direct om-calculator. De menționat că memorii externe ca benzi magnetice de 1600 b/i și discuri de 30, 40 sau 60 Mocteți, în urmă cu cîțiva ani, folosite la calculatoare medii-mari sau medii, se folosesc azi la minicalculatoare [13].

Aspectele tehnologice nu intervin în mod direct în coeficienții de evaluare, dar se observă că, recent minicalculatoarele au ajuns să aibă o putere de calcul corespunzătoare puterii unor calculatoare medii mari din generațiile anterioare [8]. Aceasta se explică prin creșterea vitezei de comutație și a gradului de micro-miniaturizare a circuitelor electronice, cînd puterea calculatoarelor mari și a supercalculatoarelor ajunge la puteri interne de calcul extrem de mari (exemple în acest sens — fiind — calculatoarele CDC 100 cu 100 MIPS și ILLIAC — 4 cu circa 150 MIPS [14]).

BIBLIOGRAFIE

- [1] Baltac, V. ș. a. *FELIX-C-256, Structura și programarea calculatorului*. București, Editura tehnică, 1974.
- [2] Gould, I. *I.F.I.P. Guide to concepts and terms*. În: Data processing, New York, London, 1971.
- [3] *** G. M. L. Computer Review, 1973—1976.
- [4] Foutard, C. *Congres IFAC VI de Boston „Applications Calculateurs”* — În: Revue française d'Automatique, Informatique, Recherche operationelle, vol. 10 nr. 7, 1976, p. 43—64.
- [5] Land, F. *Evaluation of systems goals in determining a design strategy for a computer based information system*. În: The Computer Journal, vol. 19, nov 1976, p. 90—94.
- [6] Auerbach, C. *Technological-Forecast 1971*. Proc. of IFIP, Congress 1971. Holland Publ. Co. Amsterdam 1971.
- [7] Baltac, V. *Optimizarea sistemelor de operare ale calculatoarelor numerice*. București, Ed. Facla, 1974.
- [8] Verhofstadt, P. *Technology Constraints—Present and Future*. În: Computer, Jan. 1976, p. 32—35.
- [9] *** Manual de utilizare calculator, IBM 360/50.
- [10] *** Manual de utilizare calculator, IBM 370/135.
- [11] *** C.D.C. Manual de utilizare calculator CYBER 73—1.
- [12] *** C.D.C. Manual de utilizare calculator SC 1700.
- [13] Turn, R. *Computers in the 1980's* Columbia University Press, 1974.
- [14] *** Data Processing technology in 1980—85 Statskonsult A.B. Solna, Sweden, 1974.

CZ 681.3:621-52

IDENTIFICARE
FUNCTIE TRANSFER
RĂSPUNS INDICIAL
MINIMIZARE GLOBALĂ

Identificarea cu semnal de probă a proceselor automatizate

STOICA PETRE* — București

Introducere

În numeroase cazuri din practică, variațiile din funcționarea normală a instalației sînt insignifiante, greu de sesizat. În această situație singurele metode de identificare utilizabile, sînt cele cu semnal de probă. Dintre acestea, cele care utilizează semnul de tip treaptă au avantajul deosebit al economicității, nu necesită generatoare specializate, iar timpul de experimentare este mic.

Metodele cunoscute utilizate pentru obținerea funcției de transfer a procesului din răspunsul indicial sînt grafoanalitice, conducînd la rezultate imprecise, care contracarează avantajul simplității obținerii datelor experimentale.

Această lucrare prezintă un algoritm eficient de prelucrare a răspunsului indicial pentru a obține funcția de transfer. Identificarea este rezolvată ca o problemă de optimizare parametrică. De asemenea, este definit un criteriu pătratic de eroare, care exprimă diferența dintre răspunsul indicial al procesului și acela al modelului. Minimizarea acestuia, cu scopul obținerii parametrilor optimi (în sensul celor mai mici pătrate), se face utilizînd metoda Rosenbrock. Punctul de plecare pentru metoda de căutare a minimumului este determinat utilizînd o metodă de testare aleatoare a hipersuprafeței criteriului (Monte Carlo).

Repetarea întregii proceduri pentru modele de diferite ordine, permite și determinarea structurii optime a funcției de transfer. Metoda prezentată este testată pe date simulate, rezultatele obținute indicînd o precizie foarte bună.

* Ing. P. Stoica este asistent la Fac. de automatică a Inst. politehnic — București.

Lucrarea conține și exemple de aplicare a algoritmului pe date reale, pentru determinarea funcțiilor de transfer ale unor instalații din energetică.

1. Determinarea funcției de transfer din răspuns indicial

Problema care se pune este determinarea funcției de transfer pentru un proces al cărui răspuns la treaptă unitară a fost măsurat la momente echidistante de timp:

$$h(k\Delta) \quad k = 0, 1, \dots, N\Delta = \text{pasul de eșantionare.} \quad (1)$$

Considerînd pentru model funcția de transfer generală:

$$Y_M(s) = k_a \frac{\prod_{i=1}^n b_i}{\prod_{i=1}^m a_i} \cdot \frac{\prod_{i=1}^m (s + a_i)}{\prod_{i=1}^n (s + b_i)}, \quad (2)$$

problema este de a determina parametrii a_i , b_i și structura (m, n) , astfel încît răspunsul la treaptă unitară (răspunsul indicial; al modelului (2) să îl aproximeze cît mai bine (în sensul celor mai mici pătrate) pe cel al procesului (1). Următoarele restricții asupra valorilor pe care le pot lua parametrii modelului (2) apar ca fiind foarte naturale:

1. $m \geq 0$ (se include posibilitatea lipsei zero-urilor);
2. $n > m$ ($h(0) = 0$);
3. $a_i, b_i > 0$ (procesul este stabil și de fază minimă);

4. $k_a = h(N \Delta)$ durata efectuării măsurătorilor excede durata regimului tranzitoriu.

Din cele afirmate pînă acum, rezultă că parametri și structura funcției de transfer (2) vor fi determinați astfel încît :

$$C = \sum_{k=0}^N [h_M(k \Delta) - h(k \Delta)]^2 = \min, \quad (3)$$

unde $h_M(\cdot)$ este răspunsul indicial al modelului :

$$h_M(k \Delta) = k_a \left[1 + \frac{\prod_{i=1}^n b_i}{\prod_{i=1}^m a_i} \cdot \frac{\prod_{i=1}^m (a_i - b_j)}{b_j \prod_{\substack{i=1 \\ i \neq j}}^n (b_i - b_j)} e^{-b_j k \Delta} \right] k = 0, \dots, N. \quad (4)$$

Datorită dependenței complexe a criteriului de parametri $\{a_i\}$, $\{b_i\}$ abordarea minimizării lui (3) printr-o metodă de gradient întîmpină dificultăți mari de calcul. În consecință, o metodă directă, fără calculul derivatelor, a fost preferată procedura Rosenbrock [1]. Această metodă realizează un bun compromis între complexitate și calitate convergenței.

Implementarea algoritmului de minimizare pune totuși cîteva probleme, care au fost rezolvate după cum urmează :

a. *Punctul de plecare pentru procedura Rosenbrock a fost determinat utilizînd o metodă de testare aleatoare a hipersuprafeței criteriului C* [4]. Aplicarea tehnicii Monte Carlo are două avantaje imediate :

a1. Evitarea, cu o probabilitate cu atît mai mare cu cît numărul de testări este mai mare, a unor minime locale.

a2. Plasarea punctului inițial pentru metoda Rosenbrock la o distanță controlabilă (în sens probabilistic) de minimul global (sau măcar suficient).

Metoda Monte Carlo nu necesită decît definirea unui volum inițial de căutare. Acesta poate fi obținut ușor ținînd seamă de relația dintre constanta de timp principală și durată regimului tranzitoriu și considerînd ca parazite (nesemnificative) polii și zerourile mai distanțate, de cel puțin zece ori de origine decît polul corespunzător constantei de timp principale :

$$D_0 = \begin{cases} 0 < b_1 \leq \frac{10}{T} \\ 0 < b_i \leq \frac{50}{T} \quad i = 2, \dots, n \\ 0 < a_i \leq \frac{50}{T} \quad i = 1, \dots, m. \end{cases} \quad (5)$$

T este durată regimului tranzitoriu.

În toate aplicațiile practice efectuate, valorile optime ale parametrilor au aparținut domeniului definit de (5).

b. *Tehnica de minimizare Rosenbrock, necesită valori inițiale pentru pașii de deplasare în lungul axelor de căutare (paralele la început cu axele de coordonate din spațiul parametrilor).*

Utilizarea procedurii Monte Carlo are ca rezultat reducerea volumului domeniului inițial (5) de w ori (w este în principal determinat de numărul de testări ale criteriului), ceea ce permite o apreciere a distanței dintre minim și punctul inițial furnizat lui Rosenbrock. Ținînd seamă de faptul că reducerea nu se face neapărat în mod egal pe cele $n+m$ axe de coordonate și, de asemenea, de faptul că deplasarea din punctul inițial poate să fie opusă minimului, valorile de început alese pentru pașii de deplasare au fost următoarele :

$$pas(i) = \frac{d(i)}{5} w^{\frac{1}{u+m}} \quad i = 1, \dots, n+m, \quad (6)$$

unde : $d(i)$ este valoarea laturii i a hiperparalelipipedului (5).

Determinarea minimului furnizează valorile optime pentru parametri $\{a_i\}$, $\{b_i\}$ la o structură dată pentru funcția de transfer (2). Determinarea structurii optime se face repetînd procedura de minimizare pentru diferitele valori (m, n) posibile. Din analiza rezultatelor (amplasamentul poli-zerouri și valoarea criteriului corespunzătoare diferitelor structuri) se poate deduce, în general, fără echivoc, structura reală. Procedura de determinare a funcției de transfer din valorile răspunsului indicial este sintetic descrisă în figura 1.

2. Exemple de aplicare

Procedura de identificare descrisă anterior a fost testată atît pe date simulate, cît și pe date reale.

2.1. *Date simulate.* A fost considerat un sistem cu următoarea funcție de transfer :

$$Y(s) = 6 \frac{s+2}{(s+1)(s+4)}. \quad (7)$$

Corespunzător, răspunsul indicial este :

$$h(t) = 3 - 2e^{-t} - e^{-4t}, \quad t \geq 0. \quad (8)$$

Pentru a verifica precizia numerică a algoritmului, s-a considerat că valorile lui (8) la diferitele momente de eșantionare sînt măsurate exact :

$$h(k \Delta) = 3 - 2e^{-k\Delta} - e^{-4k\Delta} \begin{cases} k=0, 1, \dots, 37 \\ \Delta = 0,15 \text{ s} \\ T = 4 \text{ s.} \end{cases} \quad (9)$$

Funcția de transfer obținută pentru model este foarte apropiată de cea reală :

$$Y_M(s) = 6,000 \frac{s + 2,004}{(s + 1,000)(s + 4,007)} \quad (10)$$

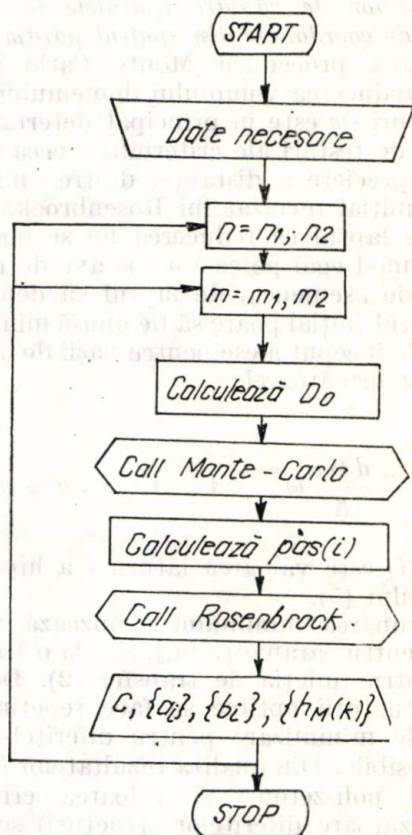


Fig. 1. Organigrama de principiu a metodei de determinare a funcției de transfer din răspunsul indicial.

2.2. Date reale. În cadrul probelor de identificare a subansamblelor generatorului nr. 1. de la CTE Chișcani — Brăila o variație treaptă (amplitudine 62,5) a intrării (I_{sp}) a produs următoarea variație a ieșirii (I_{UBF}):

k	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19	20	21
I_{UBF}	0	5,5	7,9	9,4	10,7	11,7	12,5	13,2	13,7	14,1	14,5	15	15,5	15,8	16	16,2	16,4	16,6	16,8	16,9	17	17

$$\begin{cases} k = 0,1, \dots, 24 \\ \Delta = 0,1 \text{ s} \\ T = 2 \text{ s.} \end{cases} \quad (11)$$

Pentru model sînt încercate următoarele structuri :

$$M(m, n) = M(0,1) \ M(0,2) \ M(0,3) \ M(1,2) \ M(1,3) \ M(2,3). \quad (12)$$

Amplasarea poli-zeroouri și valoarea criteriului rezultate pentru fiecare dintre structurile testate sînt indicate în figura 2. Pe baza analizei

figurii 2, sînt evidente următoarele concluzii :
a. Modelul $M(0,2)$ se reduce la $M(0,1)$: valoare apropiată a criteriului, p_1 identic amplasat, p_2 foarte depărtat de origine.

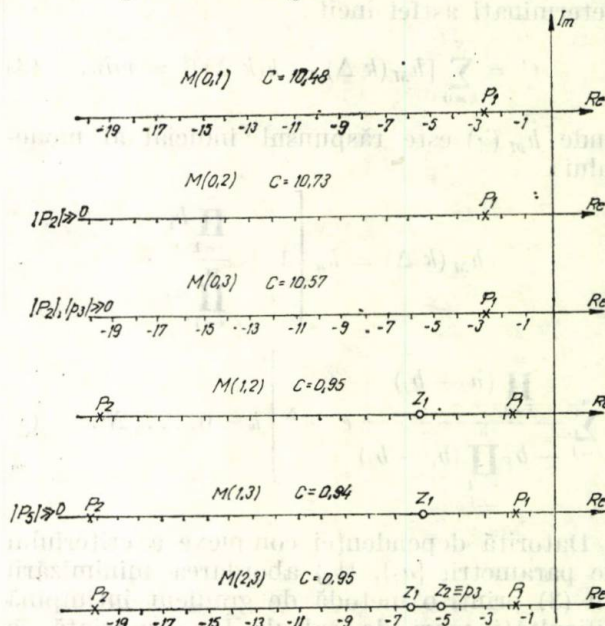


Fig. 2. Amplasamentul poli-zeroouri și criteriu, corespunzătoare diferitelor structuri testate.

b. Din aceleași considerente $M(0,3)$ se reduce la $M(0,1)$.

c. $M(1,3)$ se reduce la $M(1,2)$: aceeași valoare a criteriului p_1, z_1, p_2 amplasate aproape identic, p_3 foarte depărtat de origine.

d. $M(2,3)$ se reduce la $M(1,2)$: același C : p_1, z_1, p_2 identice, p_3 și z_3 cancelează.

e. Comparind valorile criteriilor corespunzătoare lui $M(0,1)$ și $M(1,2)$, ultimul este reținut.

Funcția de transfer corespunzătoare structurii determinate prin raționamentul a. — e. este următoarea :

$$Y_M(s) = 1,61 \frac{s + 5,96}{(s + 1,8)(s + 19,58)} \quad (13)$$

Răspunsul indicial al modelului este comparat cu cel al procesului în figura 3.

Concordanța dintre cele două curbe, indică buna precizie a metodei. Timpul de calcul necesar testării celor șase structuri a fost de 219 secunde pe IRIS 50.

3. Concluzii

În cazul unor procese ușor afectate de perturbații, aplicarea unor tehnici sofisticate de identificare nu are nici o justificare. În această situație, o metodă simplă, care nu necesită o aparatură specializată complexă este, în general,

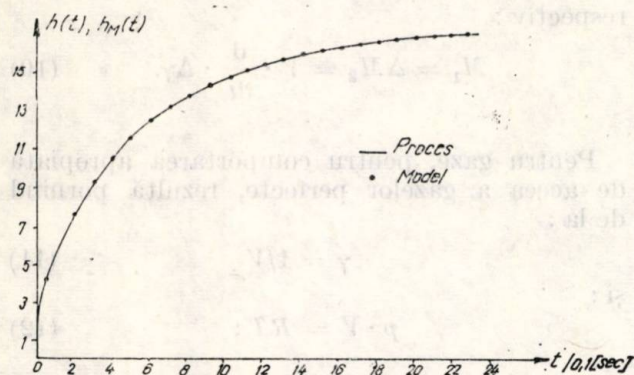


Fig. 3. Comparația dintre răspunsul indicial al modelului și acela al procesului.

indicată. Procedura prezentată, utilizând semnal de probă de tip treaptă, îndeplinește această condiție. În plus, rezultatul ei, funcția de transfer a procesului, este obținută cu o precizie care nu poate fi atinsă cu metodele utilizate pînă acum în același sens.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Machura, M., Mulawa, A. *Rosenbrock function minimization*. În: Comm. ACM 16, aug 1973.
- [2] Bultheel, A. *Remark on algorithm 450*. În: Comm. ACM 17, aug 1977.
- [3] Klemes, J. *Remark on algorithm 450*. În: Comm. ACM 17, oct 1974.
- [4] Terțîșco, M., Stoica, A., Stoica, P. *Statistical modelling of linear systems*. 3rd International Cybernetics Congress, București, 25–29 aug 1975.

CZ 681.31 : 621.18

MODEL MATEMATIC
PROCES TEHNOLOGIC
CAZAN RECUPERATOR DE
CĂLDURĂ

Modelul matematic și modelarea pe calculator a procesului tehnologic și a sistemului de reglare automată aferent pentru un cazan de abur de 35 t/h recuperator de căldură

IOAN ARSENIE BADEA, ADRIANA PETROVICI, RUXANDRA ȘTEFĂNESCU ȘI VIOREL PĂUN*—București

Introducere

Cazanul produce un debit maxim de abur de 35 t/h, la 41 at, 450°C și folosește căldura recuperată din gazele produse în procesul tehnologic al unei fabrici de acid sulfuric.

Instalația de recuperare a căldurii cuprinde, în afară de cazanul de abur propriu-zis, un vaporizator și supraîncălzitor de abur, un economizor independent și un vaporizator independent.

Instalația de recuperare a căldurii cuprinde șase circuite tehnologice :

- circuitul procesului de producere a aburului în funcție de cantitatea de căldură recuperată din gazele de temperatură ridicată ;
- alimentarea cu apă a cazanului ;
- circuitul de supraîncălzire a aburului, cu reglarea temperaturii aburului, la ieșire prin injecție de condensat ;
- circuitul de reglare a temperaturii gazelor de ardere la ieșirea din cazan ;
- circuitul de reglare a temperaturii gazelor de ardere la ieșirea din vaporizatorul independent ;

— circuitul de reglare a temperaturii gazelor de ardere la ieșirea din economizorul independent.

Pornind de la planurile tehnologice și breviarul de calcul tehnologic al cazanului recuperator pentru starea de regim, s-a întocmit modelul matematic al comportării dinamice a celor șase circuite.

Modelele întocmite au fost folosite pentru identificarea procesului. S-au întocmit apoi schemele sistemelor de reglare, s-au acordat regulatoarele și s-au stabilit performanțele dinamice ale acestora.

1. Modelul matematic al procesului

S-au întocmit modelele matematice ale procesului dinamic pentru fiecare din cele șase circuite tehnologice.

Pentru modelare, se echivalează procesul tehnologic cu procese echivalente ca pierderi de presiune, acumulări de masă ale gazelor în volume fixe, acumulări de căldură, schimburi de căldură, bilanțuri termice etc.

Astfel, considerind o pierdere de presiune $p_1 - p_2$, pentru un debit M de fluid, rezultă conform legilor cunoscute :

$$p_1 - p_2 = K M^2, \quad (1)$$

unde K este o cunoscută.

* Dr. ing. I. A. Badea, ing. A. Petrovici, ing. R. Ștefănescu și ing. V. Păun lucrează în cadrul Inst. politehnic — București.

Liniașizarea se face în jurul valorii de regim. Notînd cu Δx abaterea unei mărimi față de valoarea de regim, notată cu $\bar{x}$, și cu x valoarea instantanee, rezultă pentru fiecare mărime :

$$x = \bar{x} + \Delta x. \quad (2)$$

În cazul de mai sus, motivînd cu :

$$\begin{aligned} p_1 &= \bar{p}_1 + \Delta p_1; \\ p_2 &= \bar{p}_2 + \Delta p_2; \\ M &= \bar{M} + \Delta M, \end{aligned} \quad (3)$$

rezultă în regim dinamic :

$$\bar{p}_1 + \Delta p_1 - (\bar{p}_2 + \Delta p_2) = K(\bar{M} + \Delta M)^2, \quad (4)$$

iar în regim staționar, cu $\Delta p_1 = 0$, $\Delta p_2 = 0$, $\Delta M = 0$:

$$\bar{p}_1 - \bar{p}_2 = K\bar{M}^2. \quad (5)$$

Scăzînd relația (5) din (4), se obține :

$$\Delta p_1 - \Delta p_2 = 2K\bar{M}\Delta M + K\Delta M^2. \quad (6)$$

Neglijînd abaterile mici de ordinul doi (Δm^2), și așezînd ecuația convenabil, (6) devine împărțind prin (5) :

$$\Delta p_1 - \Delta p_2 = 2K \frac{\bar{M}^2}{\bar{M}} \cdot \Delta M = 2(\bar{p}_1 - \bar{p}_2) \cdot \frac{\Delta M}{\bar{M}} \quad (7)$$

care este adusă sub forma :

$$\frac{\Delta p_1}{\bar{p}_1 - \bar{p}_1} - \frac{\Delta p_2}{\bar{p}_1 - \bar{p}_2} = 2 \cdot \frac{\Delta M}{\bar{M}}. \quad (8)$$

Noua relație pentru procesul dinamic se poate scrie cunoscînd valorile de regim $\bar{p}_1$, $\bar{p}_2$, $\bar{M}$.

În cazul acumulărilor de masă, se consideră un debit de intrare M_1 , unul de ieșire M_2 , masa fluidului acumulator m . Rezultă pentru timpul dt :

$$(M_1 - M_2) dt = dm. \quad (9)$$

Masa acumulată într-un volum se poate exprima în funcție de mărimea V a volumului și de greutatea specifică (γ) a gazului :

$$m = V \cdot \gamma$$

Liniașizînd pe (9), se obține :

$$M_1 + \Delta M_1 = (M_2 + \Delta M_2) = \frac{d}{dt} [V(\bar{\gamma} + \Delta\gamma)],$$

respectiv :

$$M_1 = \Delta M_2 = V \cdot \frac{d}{dt} \cdot \Delta\gamma. \quad (10)$$

Pentru gaze, pentru comportarea apropiată de aceea a gazelor perfecte, rezultă pornind de la :

$$\gamma = 1/V \quad (11)$$

și :

$$p \cdot V = RT; \quad (12)$$

$$\gamma = p/RT, \quad (13)$$

care se scrie prin liniașitate :

$$\Delta\gamma = \frac{1}{RT} \cdot \Delta p - \frac{\bar{p}}{RT^2} \Delta T. \quad (14)$$

Se mai poate aduce sub forma :

$$\frac{\Delta\gamma}{\bar{\gamma}} = \frac{\Delta p}{\bar{p}} - \frac{\Delta T}{\bar{T}}. \quad (15)$$

Ținînd seama că în regim permanent :

$$\bar{M}_1 - \bar{M}_2 = 0$$

și de faptul că (15) poate fi pus sub forma :

$$\Delta M_1 - \Delta M_2 = V \cdot \bar{\gamma} \frac{d}{dt} \cdot \frac{\Delta\gamma}{\bar{\gamma}},$$

prin introducerea lui (15) se obține :

$$\Delta M_1 - \Delta M_2 = V \cdot \bar{\gamma} \left(\frac{d\Delta p}{p} - \frac{d\Delta T}{T} \right). \quad (16)$$

Ca exemplu se prezintă modelarea făcută pentru procesul tehnologic al reglării temperaturii gazelor de ardere la ieșirea din cazan. În figura 1 se prezintă schema echivalentă de calcul a acestui proces.

Folosind relații corespunzătoare, procesul de reglare a temperaturii gazelor de ardere la ieșirea din cazan a fost modelat prin sistemul de 32 ecuații liniare dat în anexa 1.

Întrucît sistemul astfel obținut nu poate fi modelat direct pe calculator, depunerea cuprinde reacții directe; modelul a fost prelucrat matematic și a fost adus sub forma unui sistem de 11 relații, în care s-au eliminat reacțiile directe. În anexa 1 se prezintă modelul echivalent (relațiile 2.1...2.11).

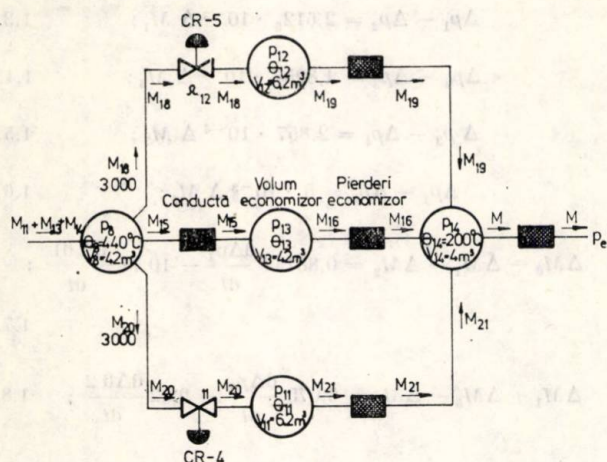


Fig. 1. Schema echivalentă de calcul al reglării temperaturii gazelor la ieșirea din cazan :

M_i — debite de gaze; p_i — presiuni ale gazelor; V_i — temperaturi ale gazelor; V_i — volume ale instalației; CR-1 — clapetă de reglare a debitului de gaze.

Date de proiectare :

$p_8 - p_{12} = 20$ mm CA; $p_{12} - p_{13} = 10$ mm CA; $p_8 - p_{13} = 10$ mm CA; $p_{13} - p_{14} = 130$ mm CA; $p_{14} - p_e = 10$ mm CA; $X = 50\%$; $M_{15} = 63\ 000$ Nm³/h; $M_{18} = 3\ 000$ Nm³/h; $M_{20} = 3\ 000$ Nm³/h; $\theta_8 = \theta_{11} = \theta_{12} = 440^\circ\text{C}$; $\theta_{13} = \theta_{14} = 20^\circ\text{C}$.

2. Identificarea proceselor

Pentru a putea studia sistemele s-au identificat procesele tehnologice. Aceasta s-a făcut pe două căi :

1. Prin folosirea răspunsurilor tranzitorii obținute prin modularea procesului pe calculator și determinarea funcțiilor de transfer corespunzătoare, folosind metoda indicată în „identificarea experimentală a proceselor industriale” de prof. C. Penescu și alții.

2. Prin utilizarea schemelor de modulare analogică și urmărirea circuitelor dintre mărimile de intrare și ieșire cu scrierea funcțiilor de transfer corespunzătoare.

Pentru traductoare și elemente de execuție s-au adoptat funcții de transfer date în literatură și prospectele aparaturii.

S-a făcut modularea procesului pe calculator numeric folosind limbajul LSSC. În acest scop s-a trasat schema echivalentă de calcul analogic, în fiecare ecuație s-au modulat prin integroare, sumatoare, potențiometre.

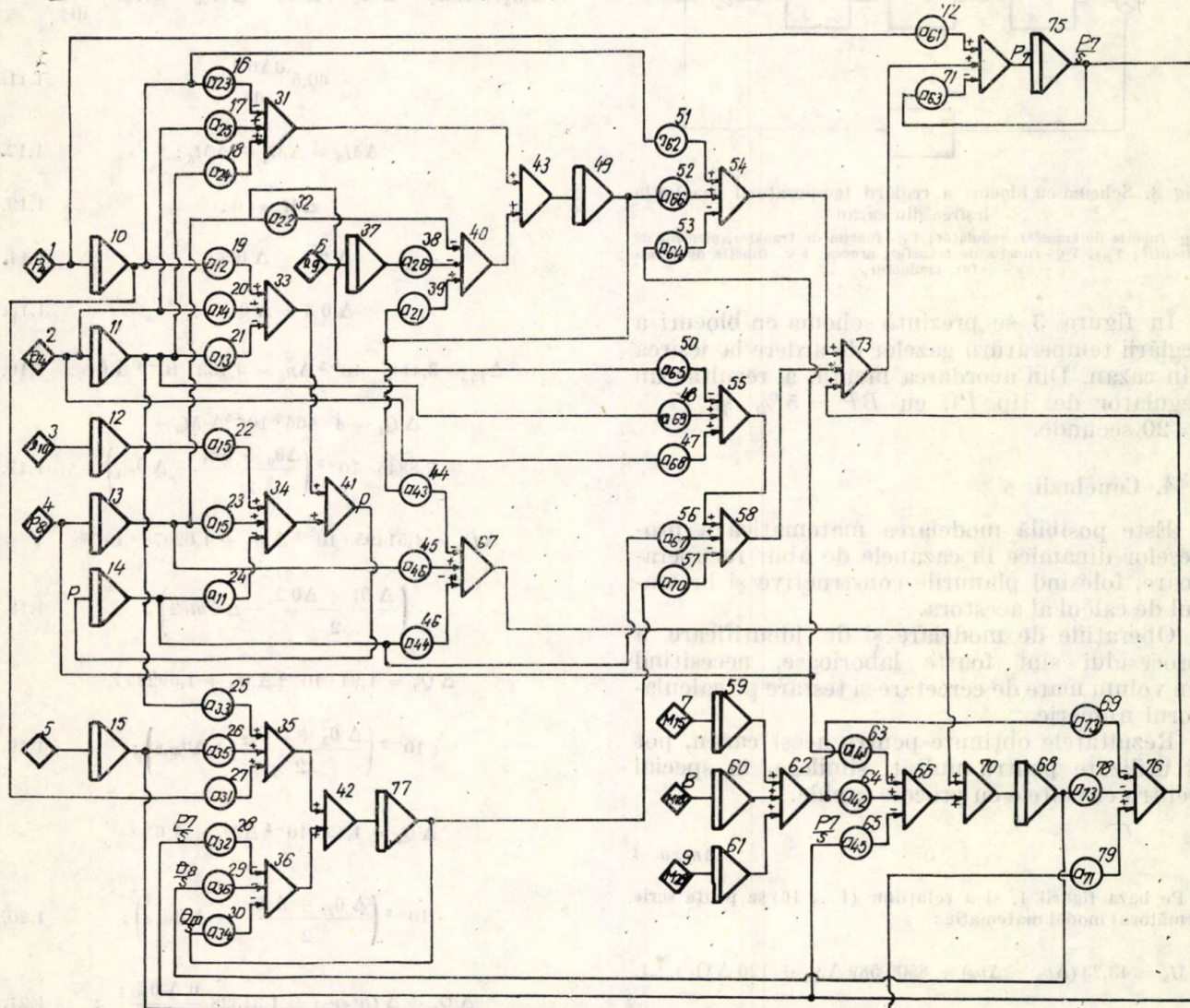


Fig. 2. Modelul analogic al reglării temperaturii gazelor de ardere la ieșirea din vaporizatorul independent.

În figura 2 se dă modelul analogic al reglării temperaturii gazelor de ardere la ieșirea din vaporizatorul independent pe baza căruia s-a scris programul în LSSC.

Procesul, în acest scop, poate fi exprimat prin funcție de transfer de forma :

$$Y_p(s) = \frac{50 \cdot 10^{-2}}{1 + 0,2 s}$$

3. Acordarea reglatoarelor

După identificarea procesului s-a întocmit pentru fiecare din circuite schema cu blocuri, în care s-au trecut și caracteristicile reglatoarelor, traductoarelor, elementelor de execuție și s-a pus în evidență acțiunea perturbațiilor.

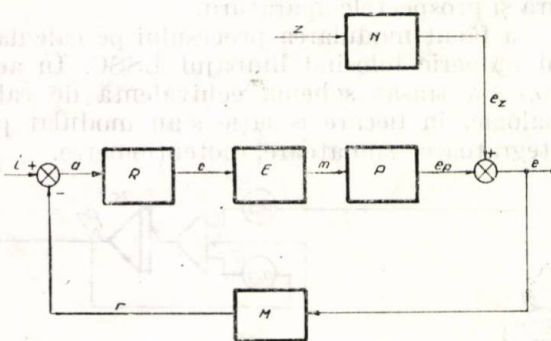


Fig. 3. Schema cu blocuri a reglării temperaturii gazelor la ieșirea din cazan :

Y_R —funcția de transfer, regulator; Y_E —funcția de transfer, element de execuție; Y_P , Y_N —funcția de transfer, proces; Y_N —funcția de transfer, traductor.

În figura 3 se prezintă schema cu blocuri a reglării temperaturii gazelor de ardere la ieșirea din cazan. Din acordarea făcută, a rezultat un regulator de tip Pi , cu $BP = 5\%$ și $Ti = 20$ secunde.

4. Concluzii

Este posibilă modelarea matematică a proceselor dinamice în cazanele de abur recuperatoare, folosind planurile constructive și breviarul de calcul al acestora.

Operațiile de modelare și de identificare a procesului sînt foarte laborioase, necesitînd un volum mare de cercetare și testare pe calculator numeric.

Rezultatele obținute pentru acest cazan, pot fi utilizate pentru unități similare, în special pentru circuitele cu procese rapide.

Anexa 1

Pe baza figurii 1, și a relațiilor (1... 16) se poate scrie următorul model matematic :

$$\Delta M_5 = 43,73 (\Delta p_5 - \Delta p_2) + 8509,589 \Delta \gamma_5 + 120 \Delta \Omega_5 ; \quad 1.1.$$

$$\Delta p_0 - \Delta p_1 = 5 \cdot 10^{-4} \Delta M_0 ; \quad 1.2.$$

$$\Delta p_1 - \Delta p_2 = 2,612_5 \cdot 10^{-3} \Delta M_1 ; \quad 1.3.$$

$$\Delta p_2 - \Delta p_3 = 4,8257 \cdot 10^{-3} \Delta M_6 ; \quad 1.4.$$

$$\Delta p_3 - \Delta p_4 = 2,857 \cdot 10^{-4} \Delta M_7 ; \quad 1.5.$$

$$\Delta p_1 - \Delta p_5 = 5 \cdot 10^{-3} \Delta M_2 ; \quad 1.6.$$

$$\Delta M_0 - \Delta M_1 - \Delta M_2 = 0,88144 \frac{d\Delta p_1}{dt} - 10,71 \frac{d\Delta \theta_1}{dt} ; \quad 1.7.$$

$$\Delta M_1 + \Delta M_5 - \Delta M_6 = 6,075 \frac{d\Delta p_2}{dt} - 95,2 \frac{d\Delta \theta_2}{dt} ; \quad 1.8.$$

$$\Delta M_2 - \Delta M_3 - \Delta M_4 = 0,7641 \frac{d\Delta p_5}{dt} - 9,26 \frac{d\Delta \theta_5}{dt} ; \quad 1.9.$$

$$\Delta M_6 - \Delta M_7 = 6,35 \frac{d\Delta p_3}{dt} - 122,49 \frac{d\Delta \theta_3}{dt} ; \quad 1.10.$$

$$\Delta M_4 + \Delta M_7 - \Delta M_8 - \Delta M_9 - \Delta M_{10} = 3,137 \frac{d\Delta p_4}{dt} -$$

$$- 60,5 \frac{d\Delta \theta_4}{dt} ; \quad 1.11.$$

$$\Delta M_3 = \Delta M_4 + \Delta M_5 ; \quad 1.12.$$

$$\Delta M_4 = 0 ; \quad 1.13.$$

$$\Delta \theta_1 = \Delta \theta_5 ; \quad 1.14.$$

$$\Delta \theta_3 = \Delta \theta_4 ; \quad 1.15.$$

$$\Delta \gamma_5 = 3,4117 \cdot 10^{-5} \Delta p_5 - 4,133 \cdot 10^{-4} \Delta \theta_5 ; \quad 1.16.$$

$$\Delta Q_1 = 4 \cdot 466 \cdot 10^{-5} \Delta M_0 + 7,8845 \cdot 10^{-5} \left(\frac{\Delta \theta_0 + \Delta \theta_1}{2} - \Delta \theta_{m1} \right) ; \quad 1.17.$$

$$\Delta Q_2 = 4,51495 \cdot 10^{-5} \Delta M_1 + 1,02978 \cdot 10^{-2} \cdot$$

$$\left(\frac{\Delta \theta_1 + \Delta \theta_2}{2} - \Delta \theta_{m,2} \right) ; \quad 1.18.$$

$$\Delta Q_3 = 1,94 \cdot 10^{-5} \Delta M_6 + 1,592857 \cdot$$

$$10^{-2} \left(\frac{\Delta \theta_2 + \Delta \theta_{22}}{2} - \Delta \theta_{m,3} \right) ; \quad 1.19.$$

$$\Delta Q_4 = 1,15 \cdot 10^{-5} \Delta M_6 + 1,65 \cdot$$

$$10^{-2} \left(\frac{\Delta \theta_{22} + \Delta \theta_3}{2} - \Delta \theta_{m,4} \right) ; \quad 1.20.$$

$$\Delta Q_1 - \Delta Q_{VAP,1} = 1,31328 \frac{d\Delta \theta_{m,1}}{dt} ; \quad 1.21.$$

$$\Delta Q_2 - \Delta Q_{VAP,2} = 2,62656 \frac{d\Delta\theta_{m,2}}{dt}; \quad 1.22.$$

$$\Delta Q_3 - \Delta Q_{SUP,1} = 2,4312 \frac{d\Delta\theta_{m,3}}{dt}; \quad 1.23.$$

$$\Delta Q_4 - \Delta Q_{SUP,2} = 2,43654 \frac{d\Delta\theta_{m,4}}{dt}; \quad 1.24.$$

$$\Delta Q_{VAP,1} = 0,21354(\Delta\theta_{m,1} - \Delta\theta_{tambur}); \quad 1.25.$$

$$\Delta Q_{VAP,2} = 0,3158(\Delta\theta_{m,2} - \Delta\theta_{tambur}); \quad 1.26.$$

$$\Delta Q_{SUP,1} = 8,5227 \cdot 10^{-2} \Delta M_{D,1} + 0,34252 \cdot (\Delta\theta_{m,3} - \Delta\theta_{D,2}); \quad 1.27.$$

$$\Delta Q_{SUP,2} = 0,3615 \cdot 10^{-2} \Delta M_{D,4} + 0,14735 \cdot (\Delta\theta_{m,4} - \Delta\theta_{D,4}); \quad 1.28.$$

$$\Delta Q_1 = 7,32 \cdot 10^{-5} \Delta M_0 + 2,697 \cdot 10^{-2} (\Delta\theta_0 - \Delta\theta_1); \quad 1.29.$$

$$\Delta\theta_2 = 7,4 \cdot 10^{-5} \Delta M_1 + 1,754 \cdot 10^{-2} (\Delta\theta_1 - \Delta\theta_2); \quad 1.30.$$

$$\Delta Q_3 = 3,1857 \cdot 10^{-5} \Delta M_6 + 2,7875 \cdot 10^{-2} (\Delta\theta_2 - \Delta\theta_{22}); \quad 1.31.$$

$$\Delta Q_4 = 1,8857 \cdot 10^{-5} \Delta M_6 + 1,467 \cdot 10^{-2} (\Delta\theta_{22} - \Delta\theta_3); \quad 1.32.$$

În continuare se prezintă modelul echivalent pentru calculator, care nu cuprinde reacții directe:

$$\Delta p_1 = \Delta p_0 - 5 \cdot 10^{-4} \Delta M_0; \quad 2.1.$$

$$\begin{aligned} \Delta\theta_1 = & 0,9234 \cdot 10^{-3} \Delta M_0 + 1,64365 \cdot 10^{-4} \frac{d\Delta M_0}{dt} + \\ & + 0,745 \Delta\theta_0 + 0,12639 \frac{d\Delta\theta_0}{dt} - 0,1678 \frac{d\Delta\theta_1}{dt} + \\ & + 0,04148 \frac{d\Delta\theta_{tambur}}{dt}; \quad 2.2 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta\theta_2 = & 1,5163 \cdot 10^{-3} \Delta M_1 + 1,97526 \cdot 10^{-4} \frac{d\Delta M_1}{dt} + \\ & + 0,6495 \Delta\theta_1 + 0,081946 \frac{d\Delta\theta_1}{dt} - 0,13985 \frac{d\Delta\theta_2}{dt} + \\ & + 0,65113 \frac{d\Delta\theta_{tambur}}{dt}; \quad 2.3. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta\theta_{22} = & 3,50516 \cdot 10^{-4} \Delta M_6 + 5,609 \cdot 10^{-5} \frac{d\Delta M_6}{dt} + \\ & + 0,5617 \Delta\theta_2 + 8,4265 \cdot 10^{-2} \frac{d\Delta\theta_2}{dt} - 14,7603 \cdot 10^{-2} \cdot \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} & \frac{d\Delta\theta_{22}}{dt} - 1,57536 \cdot 10^{-2} \frac{d\Delta M_{D,1}}{dt} + 0,063312 \cdot \\ & \cdot \frac{d\Delta\theta_{D,2}}{dt}; \quad 2.4. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta\theta_4 = & 0,28355 \cdot 10^{-3} \Delta M_6 + 2,20627 \cdot 10^{-5} \frac{d\Delta M_6}{dt} + \\ & + 0,36292 \Delta\theta_{22} + 2,65718 \cdot 10^{-2} \frac{d\Delta\theta_{22}}{dt} - 0,094286 \cdot \\ & \cdot 10^{-2} \frac{d\Delta M_{D,4}}{dt} + 0,03847 \frac{d\Delta\theta_{D,4}}{dt}; \quad 2.5. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta M_7 = & 1115,7714 \frac{d(-\Delta M_7 + \Delta M_8 + \Delta M_9 + \Delta M_{10})}{dt} + \\ & + 3500,175 \Delta p_0 - 1,7501 \Delta M_0 - 9,1442 \Delta M_1 - \\ & - 16,8908 \Delta M_6 - 67504 \Delta\theta_4; \quad 2.6. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta M_6 = & 12,35 \frac{d\Delta M_2}{dt} - 12,4165 \frac{d\Delta M_6}{dt} + \\ & + 78,4374 \Delta p_1 - 0,2049 \Delta M_1 - 308,4363 \Delta\theta_2 - \\ & - 46,2709 \frac{d\Delta\theta_2}{dt} + 40,8463 \frac{d\Delta\theta_{22}}{dt} + \\ & + 8,6505 \frac{d\Delta M_{D,1}}{dt} - 34,7654 \frac{d\Delta\theta_{D,2}}{dt} + \\ & + 98,2371 \frac{d\Delta\theta_4}{dt} + 1,4281 \frac{d\Delta M_{D,4}}{dt} - \\ & - 58,2066 \frac{d\Delta\theta_{D,4}}{dt}; \quad 2.7. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta M_2 = & -262,74304 \frac{d\Delta M_2}{dt} + 262,74304 \frac{d\Delta M_5}{dt} + \\ & + 200 \Delta p_1 - 2430,3731 \Delta\theta_1; \quad 2.8. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta M_1 = & 6,24096 \frac{d}{dt} (-\Delta M_5 + \Delta M_6) + 37,9639 \Delta p_1 - \\ & - 6,3583 \frac{d\Delta M_1}{dt} - 385,8633 \Delta\theta_1 - 48,6835 \frac{d\Delta\theta_1}{dt} + \\ & + 83,0838 \frac{d\Delta\theta_2}{dt} - 386,8316 \frac{d\Delta\theta_{tambur}}{dt}; \quad 2.9. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta M_5 = & 0,289232 \Delta p_1 - 0,220196 \Delta M_2 + \\ & + 0,114297 \Delta M_1 - 3,503398 \Delta\theta_5 + 60 \Delta\Omega_5; \quad 2.10. \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \Delta p_1 = & 1,1345 \frac{d}{dt} (\Delta M_0 - \Delta M_1 - \Delta M_2) + \\ & + 12,15057 \Delta\theta^1; \quad 2.11. \end{aligned}$$

NOTĂ

COEFICIENTUL DE CORECȚIE ȘI METODA DE PROIECTARE PENTRU REZISTENȚE DIFUZATE*

Introducere

Rezistențele joacă un rol important în circuitele integrate monolitice bipolare, fiind cele mai frecvente componente pasive. Între acestea, cele mai numeroase sînt rezistențele obținute în timpul difuzării „de bază”.

De aceea, pentru o proiectare corectă a acestor circuite este important să se cunoască precis valoarea care se obține în anumite condiții tehnologice, pentru o geometrie dată.

Calculul tradițional al valorii unui traseu rezistiv difuzat apelează la noțiunile binecunoscute de rezistență pe pătrat $R_{\square}$ și număr de pătrate N , considerînd că rezistența văzută la borne este egală cu produsul acestor două mărimi:

$$R = N \cdot R_{\square}.$$

1. Corecții

Formula simplă prezentată mai sus este susceptibilă la numeroase critici, fiecare din ele cerînd introducerea unei corecții. Ne vom referi la o geometrie tipică de rezistență difuzată (fig. 1); corecțiile care se pot aduce se vor sistematiza după cum urmează:

1. Corecții referitoare la capetele rezistenței:

- a — rezistența difuziei de capăt;
- b — rezistența de contact;
- c — efectul aglomerării curentului către contact.

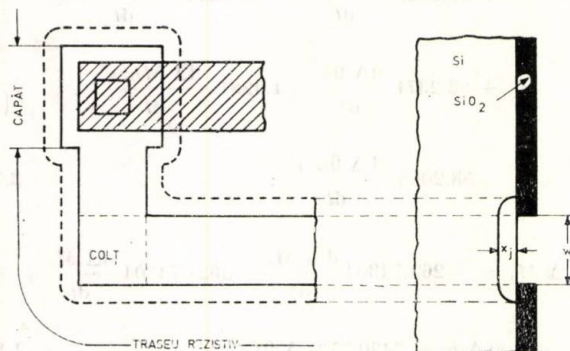


Fig. 1. Geometria tipică a unei rezistențe difuzate. În secțiune se evidențiază caracterul bidimensional al difuziei.

2. Corecții referitoare la traseul rezistiv:

- a — geometria superficială (colțurile);
- b — caracterul bidimensional al difuziei, care determină lărgirea traseului rezistiv, reprezentată cu linie întreruptă în figura 1.

Această lucrare se ocupă exclusiv de ultima corecție.

2. Modul de a introduce corecția de bidimensionalitate

Mărimile utilizate în calculul rezistențelor difuzate se pot grupa în două categorii:

- a — mărimi controlate de tehnolog în procesul de fabricație; acestea sînt:

- rezistența pe pătrat notată $R_{\square}$;

* Lucrare prezentată la sesiunea științifică a ICCE, IPRS și IPB, București, 24–25 iunie 1976.

— adîncimea x_j a joncțiunii obținută prin difuzia printr-o fereastră cu dimensiuni w , mari în raport cu aceasta, notată $x_{j\infty}$ ($x_{j\infty} = x_j|_{w=\infty}$);

b — mărimi stabilite de proiectant la desenarea măștilor; dintre acestea, interesează în mod special numărul de pătrate al regiunilor rectilinii ale rezistențelor notat N .

Considerăm că pentru a fi utilă proiectantului, corecția trebuie să se aplice mărimilor care depind de el (de exemplu numărul de pătrate) și trebuie să fie exprimată în funcție de mărimile controlate de tehnolog sau de mărimi care se pot deduce din acestea.

Corecția datorată caracterului bidimensional al difuziei a fost introdusă adesea ca un termen aditiv care afectează lățimea rezistenței; acest procedeu se bazează pe ipoteza plauzibilă că difuzia laterală este independentă de lățimea ferestrei de difuzie [1]. Această ipoteză este suficient de corectă pentru traseele cu o lățime mare în comparație cu adîncimea joncțiunii. În circuitele moderne însă apar și rezistențe foarte înguste, în care adîncimea joncțiunii este influențată de lățimea ferestrei de difuzie. Pentru a ține seamă de acest fenomen, cum și pentru a ușura calculele de proiectare, vom introduce această corecție sub forma unui coeficient K :

$$R = [K(C_s, C_B, w/x_{j\infty}) \cdot N + \Delta N] \cdot R_{\square},$$

unde C_s este concentrația la suprafață a atomilor speciei difuzante — dedusă din condițiile de difuzie, C_B — concentrația uniformă a impurităților de tip opus celor difuzate în semiconductor — obținută prin măsurarea rezistivității, w — lățimea ferestrei traseului rezistiv, $x_{j\infty}$ — adîncimea joncțiunii obținută la difuzia printr-o fereastră cu $x \gg x_j$, mărime cunoscută experimental; ΔN este suma celorlalte corecții care afectează numărul de pătrate, corecții enumerate la punctul 2; $R_{\square}$ este rezistența pe pătrat măsurată de tehnolog pe un martor de difuzie.

3. Coeficientul de corecție

Calculul corecției datorate caracterului bidimensional al difuziei se bazează pe următoarele ipoteze:

- 1 — profilul bidimensional de impurități este dat de formula [2]:

$$C(x, y) = \frac{C_s}{2} \exp\left(-\frac{y^2}{4Dt}\right) \left\{ \operatorname{erf}\left(\frac{x + w/2}{2\sqrt{Dt}}\right) - \operatorname{erf}\left(\frac{x - w/2}{2\sqrt{Dt}}\right) \right\},$$

care reprezintă soluția ecuației tridimensionale a difuziei în cazul sursei finite de impurități în care s-a trecut la limita $z \rightarrow \infty$:

- 2 — rezistivitatea depinde de concentrația de impurități potrivit relației [3]:

$$1/\rho(x, y) = B[C(x, y)] \cdot [C(y, y)]^{\alpha[C(x, y)]}.$$

Acest tip de calcule a fost de obicei evitat din cauza dificultății evidente de a efectua integrale duble, cu o precizie satisfăcătoare, într-un timp de calcul rezonabil; s-a preferat adoptarea unor ipoteze simplificatoare suplimentare sau extrapolare unor calcule numerice efectuate în cazuri particulare [1].

Programul de calcul, ale cărui rezultate fac obiectul acestei lucrări, utilizează o subrutină de integrare foarte eficientă bazată pe interpolare cu polinoame Cebîșev, ceea ce face ca

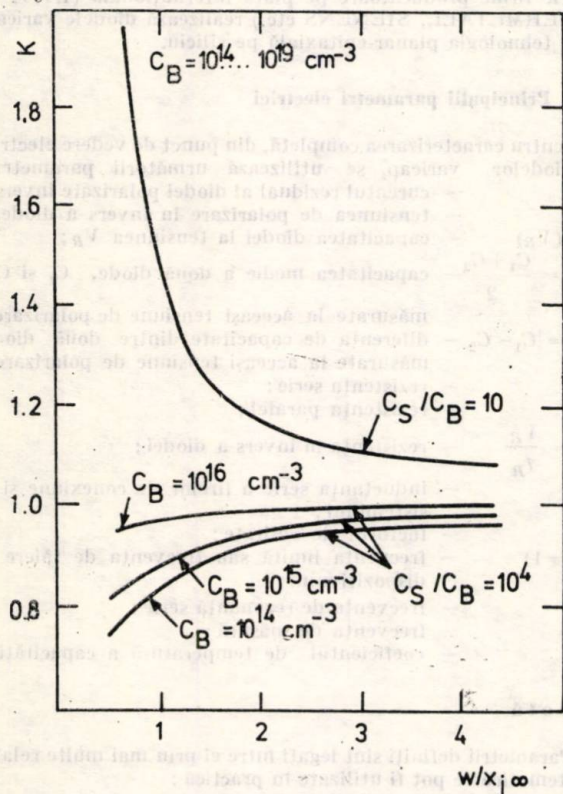


Fig. 2. Dependenta coeficientului de corectie de raportul $w/x_{j\infty}$ și de concentrațiile de impurități.

performanțele de timp pe un calculator FELIX C-256 să fie excelente.

Figura 2 prezintă coeficientul de corecție, calculat în câteva cazuri tehnologice și geometrice (timp de calcul: circa 31'').

4. Concluzii

Metoda de proiectare a unei rezistențe difuzate propusă de această lucrare, utilizează ca punct de pornire valoarea rezistenței și rezistența pe pătrat a stratului difuzat. Raportul celor două mărimi va reprezenta numărul de pătrate total efectiv al rezistenței. Din acesta se scade numărul de pătrate corespunzător corecțiilor aditive (corecțiile introduse de capătul rezistenței și de geometria superficială). Numărul de pătrate, astfel obținut, va fi numărul de pătrate efectiv al regiunii rectilinii. În fine, numărul de pătrate al regiunii rectilinii, care trebuie realizat pe mască, se obține împărțind numărul de pătrate efectiv la coeficientul corecției de bidimensionalitate, care depinde de C_S , C_B și de raportul $w/x_{j\infty}$.

Pentru coeficientul de corecție datorat caracterului bidimensional al difuziei s-a realizat un program, ale cărui performanțe de timp de calcul, foarte bune, permit utilizarea lui pentru proiectarea de rutină a rezistențelor difuzate din circuitele integrate.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Y a n a g a w a. T. *Resistance of Narrow Diffused Layers*. In: IEEE Transaction on Electron Devices, vol. ED-19, nr. 11, 1972, p. 1166–1171.
- [2] Kennedy, D. P., Murley, P. C. *Calculations of Impurity Atom Distribution Through a Narrow Diffusion Mask Opening*. In: IBM Journal of Research and Development, vol. 10, nr. 1, 1966, p. 6–12.
- [3] I r v i n, J. C. *Resistivity of Bulk Silicon and of Diffused Layers in Silicon*. In: The Bell System Technical Journal, vol. XLI, nr. 2, 1962, p. 387–410.
- [4] B u c u r, M. *Lucrare de diplomă*, Institutul politehnic din București, Facultatea de electronică, 1976.

A. Vild-Maior, M. Bucur și M. Bodea — IPRS și IPB

Realizări ale industriei Românești

SERIA DE DIODE VARICAP BB 125, BB 126, BB 139, PRODUSE DE I.P.R.S. — BĂNEASA

Pe linia unui progres tehnic permanent și în dorința de a satisface necesitățile industriei noastre electronice, atât din punct de vedere cantitativ, dar mai ales calitativ, I.P.R.S.-BĂNEASA și I.C.C.E. — BUCUREȘTI au asimilat în producția de serie noi familii de dispozitive semiconductoare. Între acestea un loc important îl ocupă familia diodelor varicap.

În această notă se urmărește o prezentare generală a acestei familii și o descriere amănunțită a tipurilor de diode varicap ce sînt fabricate la I.P.R.S. — BĂNEASA.

1. Domeniul de utilizare

În rîndul mării familii a diodelor semiconductoare, dispozitivele construite special pentru a se putea utiliza în circuit variația capacității cu tensiunea de polarizare aplicată joncțiunii respective ocupă un loc aparte. Astfel de dispozitive sînt numite în literatura de specialitate „diode tuner”, „diode cu capacitate variabilă”, „diode varicap” sau „varactoare”. În această notă ele vor fi numite DIODE VARICAP.

În comparație cu tuburile de reactanță similare funcțional din unele puncte de vedere, diodele varicap prezintă o serie de avantaje:

- se pot utiliza la frecvențe mult mai mari;
- prezintă o siguranță în funcționare mult mai ridicată;
- au o durată de viață mai mare;
- au un consum de energie mai redus;
- au scheme electronice de utilizare mai simple;
- au un gabarit redus.

Ca dezavantaj menționăm dependența de temperatură a caracteristicii capacitate-tensiune, problemă ce va fi detaliată în continuare. Dintre domeniile principale de utilizare a diodelor varicap amintim:

- acordul circuitelor oscilante;
- montaje cu acord automat;
- montaje de modulație;
- mixere;
- scheme de multiplicare a frecvenței;
- reglaje de bandă în filtrele de bandă cuplate capacitiv;
- amplificatoare parametrice și dielectrice.

În toate aceste aplicații se folosește variația capacității diodei blocate în funcție de tensiunea de blocare.

2. Probleme constructiv-tehnologice

Fără a se intra în amănunte, se consideră utilă punctarea citorva aspecte constructiv-tehnologice ce influențează decisiv

caracteristicile electrice ale diodelor varicap. Cunoașterea procedeele tehnologice și a materialului de bază, conferă utilizatorului un orizont mai larg în înțelegerea fenomenelor fizice întinse care stau la baza funcționării dispozitivului.

Încercările experimentale au confirmat rezultatele teoretice care precizau în principal că diodele varicap realizate pe siliciu vor avea performanțe electrice superioare celor realizate pe germaniu. Curenții reziduali, în condiții similare, sînt mult mai mici în cazul siliciului, iar tensiunea maximă admisibilă a joncțiunii mai mare. De aceea, în continuare, ne vom referi numai la diodele varicap realizate pe siliciu prin diferite procedee tehnologice.

Așa cum se arată anterior, în toate aplicațiile sale, dioda varicap lucrează în regim blocat, deci joncțiunea sa va fi polarizată invers. În acest caz joncțiunea p-n poate fi împărțită în trei regiuni. În jurul joncțiunii metalurgice se va forma o regiune de „depresiune” a purtătorilor mobili, mărginită de două regiuni „neutre” caracterizate printr-o bună conductibilitate. Cele două regiuni „neutre” pot fi considerate ca plăcile unui condensator, al cărui dielectric este regiunea de „depresiune”. Avem astfel, simplist vorbind, echivalența capacitor-joncțiune p-n polarizată în invers. Pe măsură ce tensiunea de polarizare inversă crește, grosimea regiunii de „depresiune” va crește și capacitatea sistemului va scădea.

Legătura dintre valoarea capacității și tensiunea de polarizare inversă normalizată la valorile corespunzătoare lui V_{RMIN} , se poate descrie analitic prin relația aproximativă:

$$C = C_{MIN} \cdot \left(\frac{V_{RMIN} + V_0}{V_R + V_0} \right)^n,$$

unde: C_{MIN} este valoarea capacității corespunzătoare lui V_{RMIN} ;

V_{RMIN} — tensiunea minimă de lucru;

V_0 — tensiunea de barieră a joncțiunii (pentru siliciu, la nivelul de concentrații uzual $V_0 \approx 0,7V$);

n — un exponent ce ia diferite valori în funcție de tehnologia de realizare a structurii astfel:

$n = 0,33$, pentru joncțiuni obținute prin difuzie;

$n = 0,50$, pentru joncțiuni abrupte obținute prin difuzie sau aliere;

$n \geq 0,75$, pentru joncțiuni hiperabrupte obținute printr-o tehnică de difuzie specială, care constă din mai multe difuzii consecutive.

Evident că ultima tehnologie menționată este cea mai avantajoasă, deoarece în acest mod se poate obține un „raport de acord” $\frac{C_{MAX}}{C_{MIN}}$ maxim. Diodele varicap produse în această manieră permit realizarea acordului în circuitele de acord (tuner) ale televizoarelor pe întreg domeniul FIF-UIF.

Exponentul n al caracteristicii capacitate-tensiune nu este constant pe întreg domeniul de tensiune admis și, de aceea, această caracteristică nu urmează o anumită funcție matematică. De aceea, pentru unele aplicații, se ivește necesitatea ca fabricantul să livreze seturi de diode împerecheate, pentru a se asigura comportarea lor identică în circuit.

Din aceste considerente referitoare la modul de variație al caracteristicii capacitate-tensiune, rezultă și o limitare pentru semnalul alternativ aplicat, semnal care trebuie să fie mult mai mic în comparație cu tensiunea inversă minimă de funcționare. În adevăr, în caz contrar curbarea caracteristicilor capacitate-tensiune duce la distorsionarea semnalului și la o modificare esențială a capacității. Rezultă deci limitarea domeniului de utilizare a diodelor varicap la semnale mici. Această limitare poate fi depășită în practică prin aranjarea în contratimp a două diode varicap. Fiind comandate în antifază, excursia punctului de funcționare pe caracteristica capacitate-tensiune se va face în sens contrar la o diodă în raport cu cealaltă și astfel pe ansamblu, valoarea capacității se va menține relativ constantă, distorsiunile compensându-se. Apare astfel posibilă utilizarea diodelor varicap și în domeniul semnalelor mari, asigurându-se distorsiuni rezonabil de mici.

Studiile referitoare la influența diferitelor procedee tehnologice, asupra modului de variație a caracteristicii capacitate-tensiune, duc la concluzia că tehnologia cea mai avantajoasă de realizare a diodelor varicap este difuzia. De altfel, principalele firme producătoare pe piața internațională (I.T.T. — INTERMETALL, SIENENS etc.) realizează diodele varicap prin tehnologia planar-epitaxială pe siliciu.

3. Principali parametri electrici

Pentru caracterizarea completă, din punct de vedere electric a diodelor varicap, se utilizează următorii parametri:

I_R — curentul rezidual al diodei polarizate invers;

V_R — tensiunea de polarizare în invers a diodei;

$C_{tot}(V_R)$ — capacitatea diodei la tensiunea V_R ;

$C_M = \frac{C_1 + C_2}{2}$ — capacitatea medie a două diode, C_1 și C_2 ,

măsurate la aceeași tensiune de polarizare;

$\Delta C = |C_1 - C_2|$ — diferența de capacitate dintre două diode

măsurate la aceeași tensiune de polarizare;

R_s — rezistența serie;

R_p — rezistența paralelă;

$R = \frac{V_R}{I_R}$ — rezistența în invers a diodei;

L_s — inductanța serie a firelor de conexiune și a sistemului;

Q — factorul de calitate;

$f(Q=1)$ — frecvența limită sau frecvența de tăiere a dispozitivului;

f_0 — frecvența de rezonanță serie;

f — frecvența de măsură;

α_c — coeficientul de temperatură a capacității;

Notă

Parametrii definiți sînt legați între ei prin mai multe relații matematice ce pot fi utilizate în practică:

— factorul de calitate la frecvențe înalte:

$$Q \approx 1/(2\pi f C_{tot} \cdot R_s);$$

— frecvența de tăiere: $f(Q=1) = f \cdot Q$;

— frecvența de rezonanță serie;

$$f_0 = \frac{1}{2\pi(L_s C_{tot})^{1/2}}.$$

4. Schema echivalentă a dispozitivului

Schema echivalentă completă ține seama de toate fenomenele fizice întinse care au loc în dispozitiv. Ea este prezentată în figura 1.

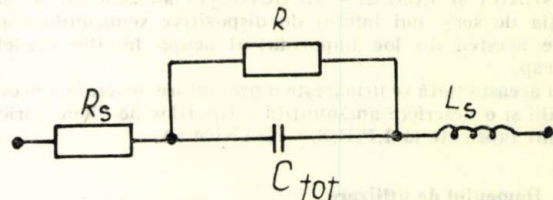


Fig. 1. Schema echivalentă completă a diodei varicap.

Pentru diodele varicap realizate pe siliciu, rezistența în invers a diodei R are o valoare foarte mare și de aceea se poate neglija. Dacă mai avem în vedere faptul că la frecvențe intermediare reactanța inductanței L_s este în mod normal neglijabilă în comparație cu R_s , schema echivalentă se simplifică (fig. 2). Schema echivalentă simplificată, prezentată în figura 2, poate fi utilizată cu succes în calcule care nu necesită o acuratețe sporită.

5. Variația parametrilor electrici cu temperatura

Așa cum s-a arătat în paragraful 1, o deficiență în funcționarea diodelor varicap o constituie dependența cu temperatura a caracteristicilor acestora. În acest studiu nu vom intra în mecanismul intim de reacție a parametrilor cu temperatura, limitându-ne la a indica o serie de date utile în proiectarea de

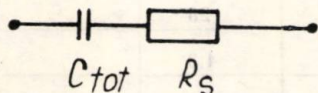


Fig. 2. Schema echivalentă simplificată.

circuit. Parametrii electrici dependenți de temperatură sînt capacitatea diodei C_{tot} , rezistența serie R_s și rezistența de blocare R .

Coefficientul de temperatură al capacității este determinat de modificarea valorii tensiunii de barieră V_0 . În general aceasta variază cu $-2 \text{ mV}/^\circ\text{C}$. O micșorare a tensiunii de polarizare inversă a diodei cu 2 mV produce o aceeași modificare a capacității diodei ca și creșterea temperaturii joncțiunii cu 1°C . Deci coeficientul de temperatură al capacității este pozitiv și el scade cu creșterea tensiunii de polarizare. Coeficientul de temperatură a rezistenței în invers R este negativ. Rezistența în invers se micșorează cu aproximativ 6% pentru creșterea temperaturii joncțiunii cu 1°C . Coeficientul de temperatură al rezistenței serie R_s este, de asemenea, negativ. Rezistența serie se micșorează cu aproximativ 1% pentru creșterea temperaturii joncțiunii cu 1°C .

Pentru a nu schimba puternic punctul de funcționare a diodei prin modificarea curentului rezidual datorită variațiilor de temperatură, sînt necesare precauții în ceea ce privește alegerea rezistenței de polarizare prin care se aplică tensiunea de comandă U_R . În practică se recomandă o rezistență de polarizare nu prea mare cuprinsă în domeniul $30 \text{ k}\Omega$ și $100 \text{ k}\Omega$.

6. Diode varicap produse la IPRS-Băneasa

În procesul de asimilare a familiei diodelor varicap s-a urmărit, în primul rînd, asigurarea necesităților uzinelor Electronica, principalul beneficiar. De aceea, tipurile de diode varicap asimilate, prezentate în continuare, sînt destinate circuitelor de acord din televizoare. Modul de prezentare va urmări în general foaia de catalog a dispozitivului.

6.1. Dioda varicap tip BB 139

Destinație

Dioda varicap planar epitaxială cu siliciu de tip BB 139 prezintă o mare variație a capacității efective și este destinată acordului pe întreaga bandă FIF a televizoarelor care lucrează în normele OIRT și FCC.

Modul de livrare

Aceste diode sînt livrate cîte una sau în grup de două sau mai multe diode împerecheate.

Date mecanice

Diodele se încapsulează în sticlă. Desenul capsulei DO-35 este prezentat în figura 3. Dimensiunile sînt date în mm. Masa diodei este de aproximativ $0,13 \text{ g}$.

Valori limită absolute

Tensiune inversă	U_R	30 V
Temperatura joncțiunii	T_j	150°C
Temperatura de înmagazinare	T_{stg}	$-55 \dots 150^\circ\text{C}$

Caracteristici electrice la $T_{amb} = 25^\circ\text{C}$

În figurile 4—9 sînt indicate grafic variații ale unor caracteristici electrice și termice.

DETALIU MARCARE Scala 5:1

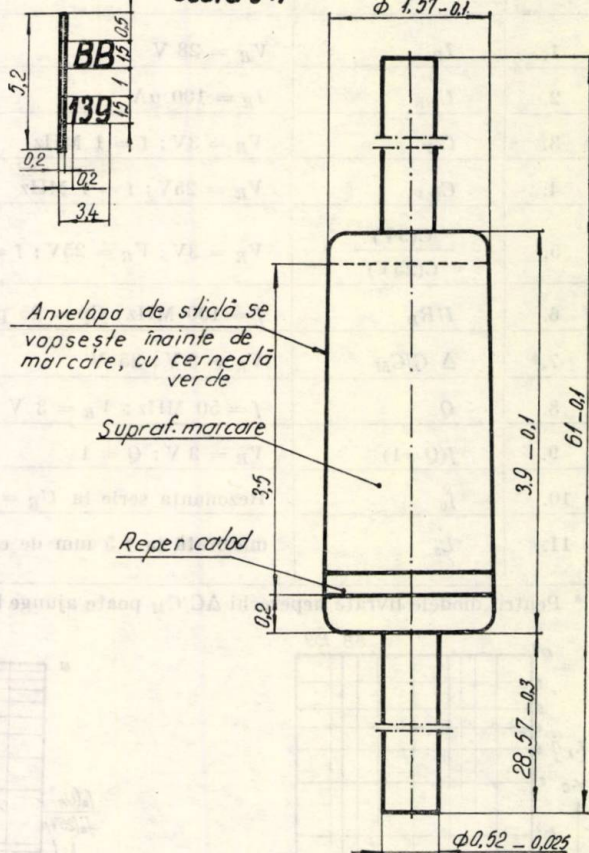


Fig. 3. Capsula DO-35 (dimensiuni în mm). Detaliu de marcare.

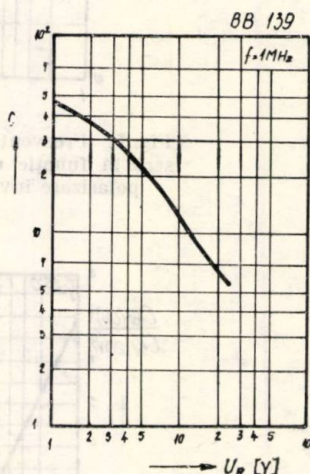


Fig. 4. Capacitatea diodei în funcție de tensiunea de polarizare inversă (BB 139).

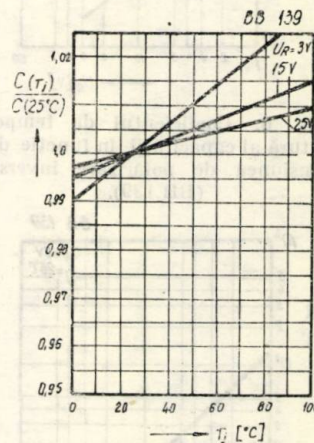


Fig. 5. Capacitatea diodei în funcție de temperatura joncțiunii (BB 139).

6.2. Diode varicap tip BB 125, BB 126

Destinație

Diodele varicap planar-epitaxiale cu siliciu de tip BB 125, BB 126 prezintă o mare variație a capacității și sînt destinate acordului în benzile de televiziune FIF—UIF.

Nr. crt.	Parametrul	Condiții de măsură	U/M	Minim	Tipic	Maxim
1.	I_R	$V_R = 28\text{ V}$	nA			100
2.	U_{BR}	$I_R = 100\text{ }\mu\text{A}$	V	30		
3.	C_{3V}	$V_R = 3\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	pF	26		32
4.	C_{25V}	$V_R = 25\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$	pF	4,3		6,0
5.	$\frac{C(3V)}{C(25V)}$	$V_R = 3\text{ V}; V_R = 25\text{ V}; f = 1\text{ MHz}$		5,0		6,5
6.	I/R_D	$f = 100\text{ MHz}; C_p = 25\text{ pF}$	μS			155
7.*	$\Delta C/C_M$	$V_R = 3\text{ V}; 25\text{ V}$	%			$\pm 1,5$
8.	Q	$f = 50\text{ MHz}; V_R = 3\text{ V}$			280	
9.	$f(Q=1)$	$V_R = 3\text{ V}; Q = 1$	GHz		14	
10.	f_0	Rezonanța serie la $U_R = 25\text{ V}$	GHz		1,4	
11.	L_s	măsurată la 1,5 mm de capsulă	nH		2,5	

* Pentru diodele livrate neperechi $\Delta C/C_M$ poate ajunge la $\pm 20\%$.

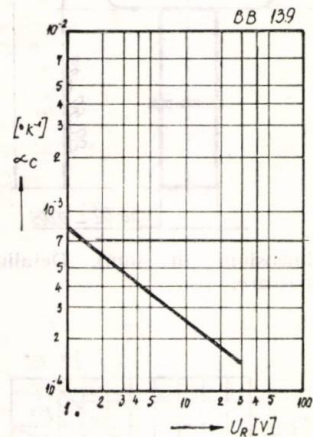


Fig. 6. Coeficientul de temperatură al capacității în funcție de tensiunea de polarizare inversă (BB 139).

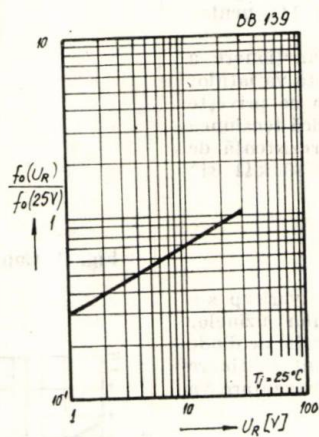


Fig. 7. Frecvența de rezonanță serie în funcție de tensiunea de polarizare inversă (BB139).

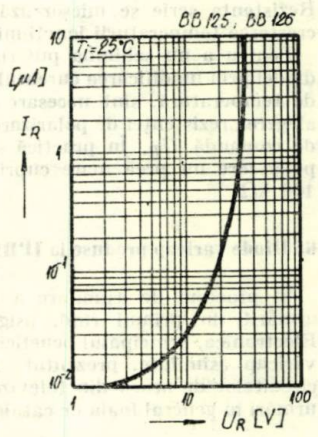


Fig. 8. Curentul rezidual al diodei în funcție de tensiunea de polarizare inversă (BB139).

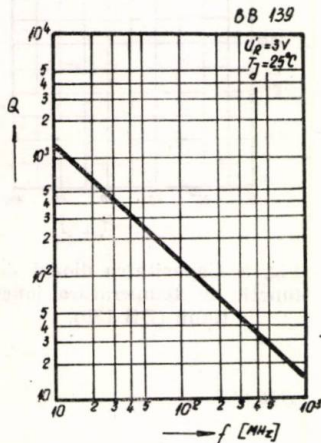


Fig. 9. Factorul de calitate în funcție de frecvență (BB139).

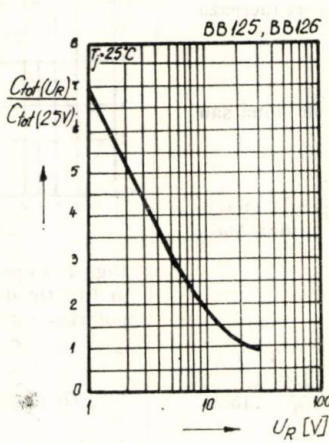


Fig. 10. Capacitatea diodei în funcție de tensiunea de polarizare inversă (BB125 - 126).

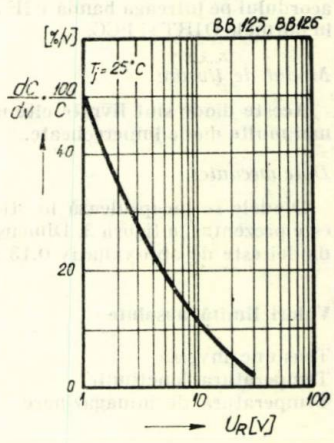


Fig. 11. Variația procentuală a capacității în funcție de tensiunea de polarizare inversă, raportată la valoarea capacității (BB125 ; 126).

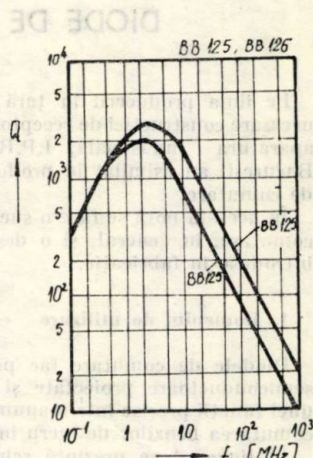
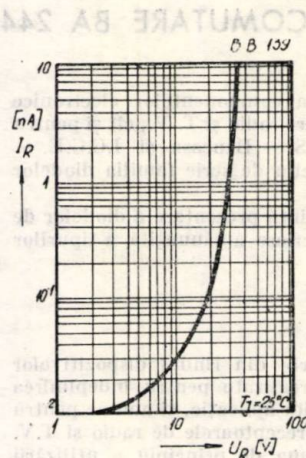
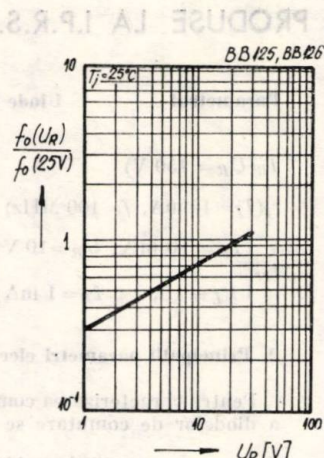
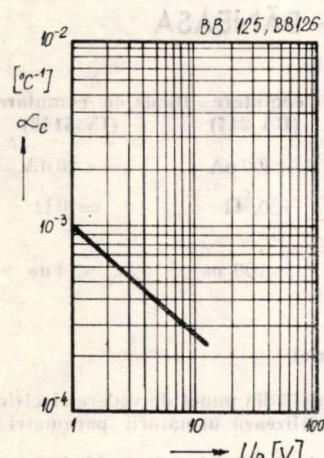


Fig. 12. Coeficientul de temperatură al capacității în funcție de tensiunea de polarizare inversă (BB 125; 126);

Fig. 13. Frecvența de rezonanță serie în funcție de tensiunea de polarizare inversă (BB 125; 126).

Fig. 14. Curentul rezidual al diodei în funcție de tensiunea de polarizare inversă (BB 125; 126).

Fig. 15. Factorul de calitate al diodei în funcție de tensiunea de polarizare inversă (BB 125; 126).

Nr. crt.	Parametrul	Condiții de măsură	U/M	Valoare admisă		BB 125A	BB 125B	BB 125 C	BB 126
				minim	maxim				
1.	U_{BR}	$I_R = 100 \mu\text{A}$	V	30		x	x	x	x
2.	I_R	$V_R = 28 \text{ V}$	nA		100	x	x	x	x
3.	R_s	$C_p = 9\text{pF}$; $f = 100 \text{ MHz}$	Ω		0,85	x	x	x	
4.	R_s	$C_p = 9\text{pF}$; $f = 100 \text{ MHz}$	Ω		1,2				x
5.	C_{25V}	$V_R = 25 \text{ V}$; $f = 1 \text{ MHz}$	pF	1,96	2,35	x			
6.	C_{25V}	$V_R = 25 \text{ V}$; $f = 1 \text{ MHz}$	pF	2,25	2,65		x		
7.	C_{25V}	$V_R = 25 \text{ V}$; $f = 1 \text{ MHz}$	pF	2,50	3,2			x	
8.	C_{25V}	$V_R = 25 \text{ V}$; $f = 1 \text{ MHz}$	pF	1,96	3,0				x
9.	$\frac{C(3V)}{C(25)}$	$V_R = 3 \text{ V}$; $V_R = 25 \text{ V}$	—	4,0	6,0	x	x	x	x
10.*	$\frac{\Delta C}{C_M}$	$V_R = 3 \text{ V}$; $V_R = 25 \text{ V}$	%		$\pm 1,5$	x	x	x	x
11.	L_s	măsurată la 1,5 mm de capsulă	nH		2,5	x	x	x	x

* Pentru diodele livrate neperechi $\Delta C/C$ poate ajunge la $\pm 20 \%$.

Modul de livrare

Aceste diode sînt livrate cîte una sau în grup de două sau mai multe diode împerecheate.

Date mecanice

Diodele se încapsulează în sticlă. Desenul capsulei DO-35 este prezentat în figura 3. Dimensiunile sînt date în mm. Masa diodei este de aproximativ 0,13 g.

Valori limită absolute

Tensiune inversă	U_R	30 V
Temperatura joncțiunii	T_j	150°C
Temperaturi de înmagazinare	T_{stg}	- 55...+150°C

Caracteristici electrice $T_{amb} = 25^{\circ}\text{C}$

În figurile 10—15 sînt indicate grafic variații ale unor caracteristici electrice și termice

DIODE DE COMUTARE BA 244, PRODUSE LA I.P.R.S.—BĂNEASA

Pe linia producerii în țară a componentelor electronice necesare construcției de receptoare radio și T. V., cit și pentru aparatura industrială, I.P.R.S. — Băneasa și I.C.C.E. — București au asimilat în producția de serie familia diodelor de comutare.

În această notă se face o succintă prezentare a diodelor de comutare, în general, și o descriere amănunțită a tipurilor introduse în fabricație.

1. Domeniul de utilizare

Diodele de comutare fac parte din rindul dispozitivelor semiconductoră proiectate și realizate pentru îndeplinirea unei funcții precise într-o anumită aplicație, și anume pentru comutarea benzilor de lucru în receptoarele de radio și T.V.

În figura 1 se prezintă schema de principiu a utilizării diodelor de comutare drept comutator electronic. Circuitul prezentat lucrează în două benzi de frecvență. Selectarea benzii de frecvență de lucru a circuitului rezonant se obține dând o valoare negativă sau pozitivă tensiunii E_2 . Când tensiunea E_2

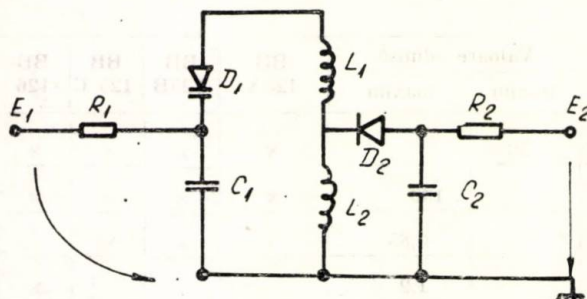


Fig. 1. Schema principală de utilizare a diodei de comutare

este negativă, dioda de comutare D_2 este polarizată în invers și prezintă o impedanță ridicată separând inductanța L_2 de capacitanța C_2 . Circuitul rezonant este alcătuit din capacitatea prezentată de dioda varicap D_1 și inductanța $L_1 + L_2$, și lucrează pe banda inferioară de frecvență. Când tensiunea E_2 este pozitivă, dioda de comutare D_2 este polarizată direct, prin ea trecând un anumit curent I_F în funcție de valoarea rezistenței R_2 . Dioda de comutare polarizată direct are o impedanță foarte scăzută, conectând în paralel cu bobina L_2 condensatorul C_2 , care are o astfel de valoare încît pe tot domeniul de frecvențe de lucru să fie, practic, un scurtcircuit față de impedanța bobinei L_2 .

Circuitul rezonant este alcătuit din capacitatea prezentată de dioda varicap D_1 și inductanța L_1 și lucrează în banda de frecvențe superioare. Dioda varicap D_1 comandată de tensiunea E_1 realizează acordul fin al circuitului rezonant.

Din prezentarea anterioară a modului de utilizare a diodelor de comutare, rezultă următoarele cerințe:

— la polarizare inversă dioda trebuie să prezinte o impedanță cit mai mare; acest lucru se realizează alegînd valori ridicate pentru tensiunea de polarizare E_2 ;

— la polarizare directă dioda trebuie să prezinte o impedanță cit mai mică; acest lucru se realizează alegînd punctul de funcționare al diodei în domeniul de rezistență serie minimă și asigurînd o inductanță serie cit mai mică prin implantarea diodei în circuit cu terminale cit mai scurte.

Respectînd cerințele de mai sus, diodele de comutare „switching diodes” funcționează ca un comutator electronic lent, esențiale fiind caracteristicile electrice ale celor două stări de funcționare „închis” și „deschis”. Prin aceasta se deosebesc de diodele de comutație „high speed diodes” utilizate drept comutatoare electronice rapide unde timpii de comutație dintre stări joacă rolul determinant. În continuare se prezintă cîteva caracteristici electrice pentru compararea performanțelor diodelor de comutare și a diodelor de comutație.

Parametru	Diode de comutare (BA 244)	Diode de comutare (IN 4148)
$I_R (U_R = 150 \text{ V})$	$< 100 \text{ nA}$	$< 25 \text{ nA}$
$r_f (I_F = 10 \text{ mA}, f = 100 \text{ MHz})$	$< 0,1 \Omega$	$\approx 10 \Omega$
$t_{rr} \left(\begin{matrix} I_F = 10 \text{ mA}, U_R = 10 \text{ V} \\ R_L = 10, I_R = 1 \text{ mA} \end{matrix} \right)$	$\approx 100 \text{ ns}$	$< 4 \text{ ns}$

2. Principali parametri electrice

Pentru caracterizarea completă din punct de vedere electric a diodelor de comutare se utilizează următorii parametri:

- I_R — curentul rezidual al diodei polarizată invers;
- V_R — tensiunea de polarizare directă a diodei;
- I_F — curentul diodei polarizată direct;
- $r_f(I_F)$ — rezistența dinamică (serie) a diodei polarizată direct;
- $C_{tot}(V_R)$ — capacitatea diodei la tensiunea inversă V_R ;
- $R = \frac{V_R}{I_R}$ — rezistența în invers a diodei;
- L_s — inductanța serie a firelor de conexiune și a sistemului.

3. Circuite echivalente

Pentru calcule care nu necesită o acuratețe sporită se pot utiliza circuitele echivalente simplificate ale diodei de comutare. În figura 2 se prezintă circuitul echivalent simplificat al diodei de comutare polarizată direct, iar în figura 3, circuitul echivalent simplificat al diodei de comutare polarizată invers.

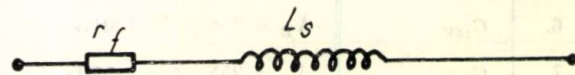


Fig. 2. Schema echivalentă simplificată pentru dioda de comutare polarizată direct.

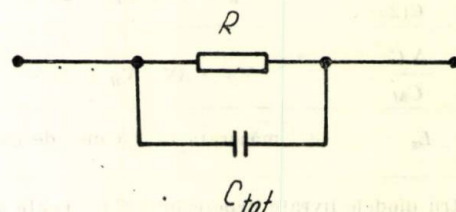


Fig. 3. Schema echivalentă simplificată pentru dioda de comutare polarizată invers.

4. Diode de comutare produse de IPRS — Băneasa

În prezentarea familiei de diode de comutare BA 243, BA 244 produse la IPRS — Băneasa, se va urmări foaia de catalog a dispozitivelor.

Destinație

Diodele de comutare BA 243, BA 244 sînt destinate comutării electronice a benzilor de acord în receptoarele radio și T.V. pe întregul domeniu de frecvență 10 ... 1000 MHz

Tehnologie

Diodele de comutare BA 243, BA 244 sînt realizate pe siliciu, planar epitaxial, încapsulate în DO-35 (fig. 4).

CONVERTIZOARE COMANDATE PRIN TIRISTOARE DESTINATE PENTRU:

- industria chimică și metalurgie,
- alimentarea sistemelor comandate în curent continuu de mare putere,
- alimentarea sistemelor comandate în curent alternativ, ca și a cascadelor hiposincrone, motoarelor cu redresoare uscate, cicloconvertizoarelor, reguletoarelor de c.a., compensatoarelor etc.

Convertizoarele în cauză sînt instalate în interioarele dulapurilor de tip modular (puterile debitate: de la cîțiva kW la 10 MW, iar tensiunile continue pot atinge 1,200 V).

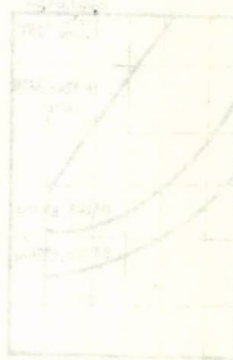
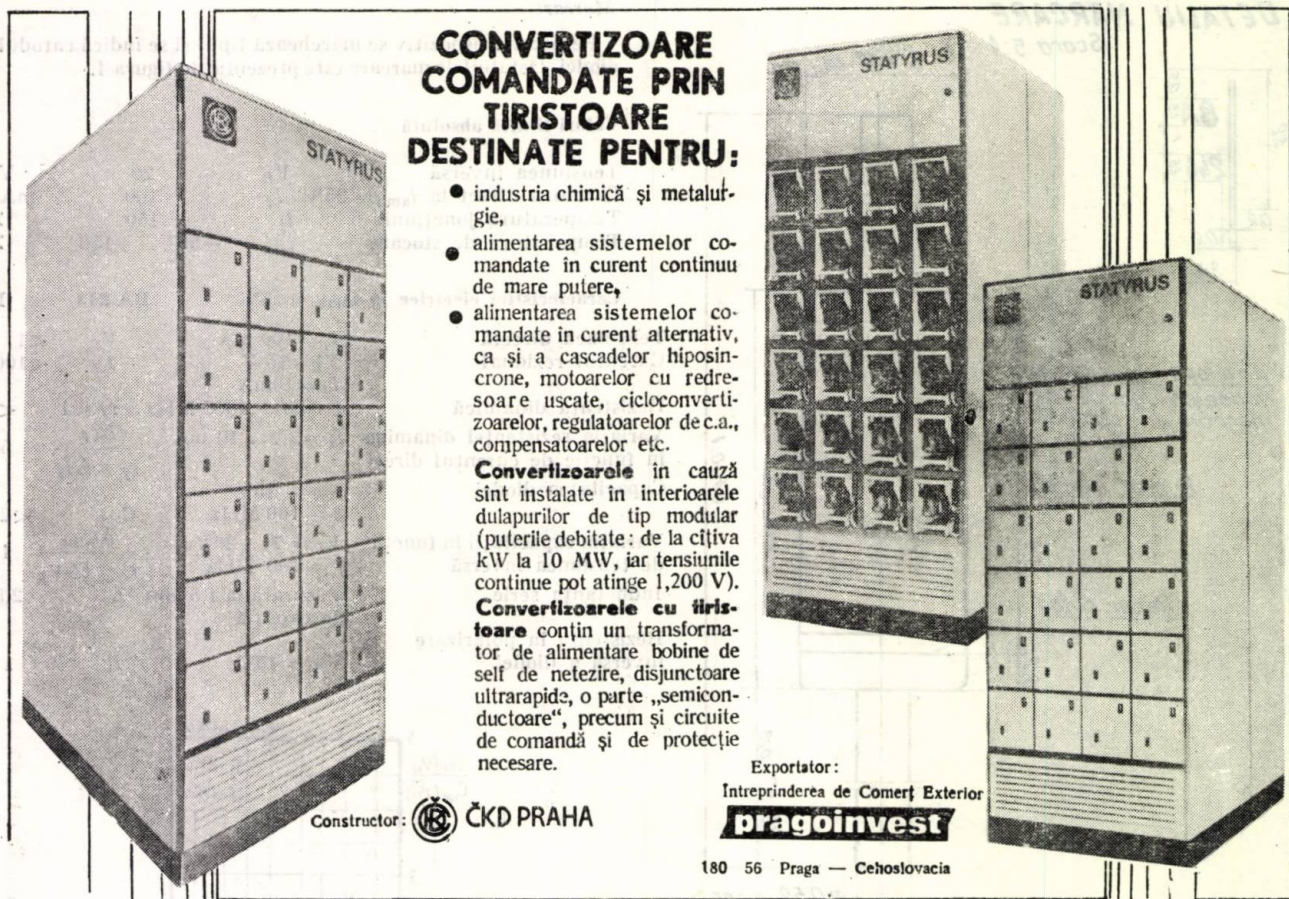
Convertizoarele cu tiristoare conțin un transformator de alimentare bobine de self de netezire, disjunctoare ultrarapide, o parte „semiconductoare”, precum și circuite de comandă și de protecție necesare.

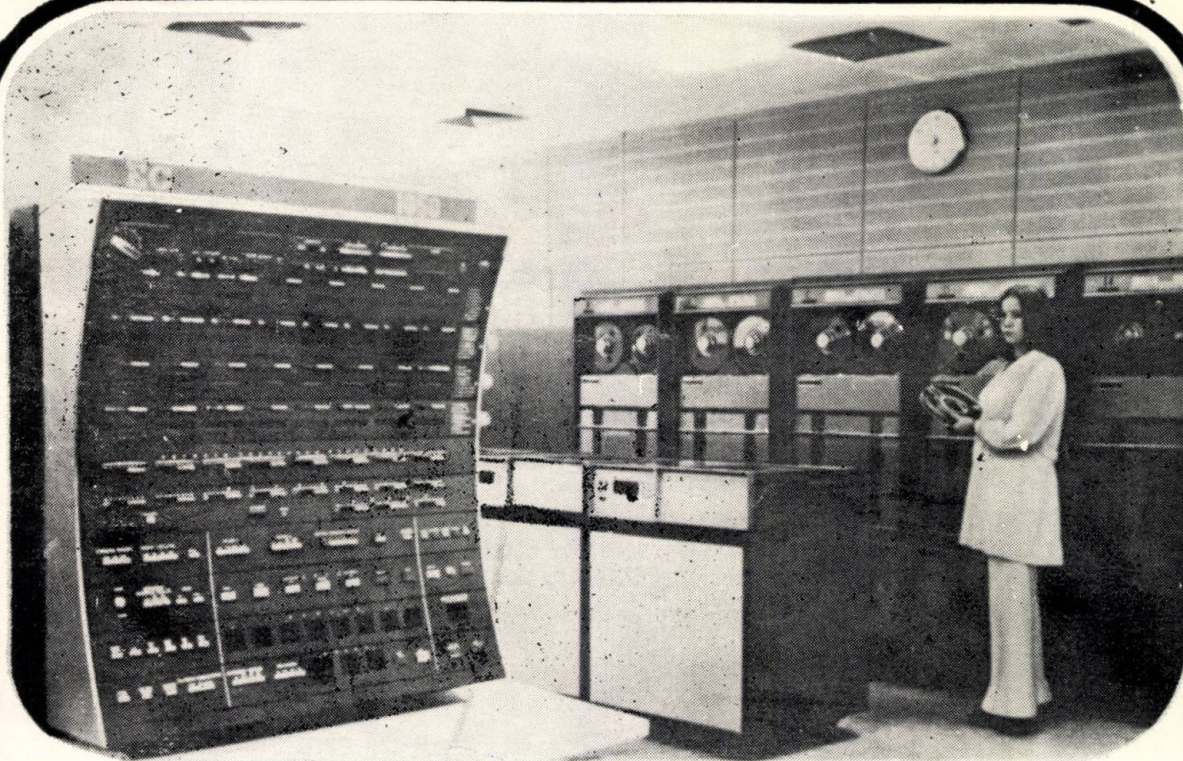
Constructor:  **CKD PRAHA**

Exportator:
Intreprinderea de Comerț Exterior

pragoinvest

180 56 Praga — Cehoslovacia





CALCULATOARE ELECTRONICE

funcționează cu diferite dispozitive periferice
cu sistem unificat de calcul (SUC)

Modele de SUC	Capacitate de memorare operațională, k octeți	Productivitatea medie, mii operații/s	Funcționare multiprogram
SUC-1022	512	80	15 programe de lucru utilizate simultan cu funcționarea în paralel a procesorului și dispozitivelor periferice
SUC-1033	512	200	
SUC-1050	1024	500	

Furnizorul asigură:

- executarea lucrărilor de pornire-reglare;
- service de întreținere rapidă și eficientă;
- aprovizionarea regulată și completă cu piese de schimb;
- un înalt nivel de formare a specialiștilor străini.

Exportator : ELORG,

121200, Moscova

G-200, U.R.S.S.

Telefon: 251-39-46

Telex: 7586



ELORG

PNP CU SILICIU, DE COMUTAȚIE, DE LA ICCE

INSTITUTUL DE CERCETĂRI PENTRU COMPONENTE ELECTRONICE—

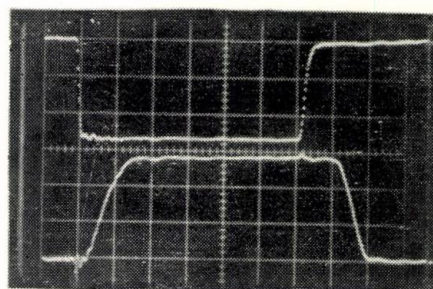
ICCE — București, livrează în orice cantități tranzistorul PNP cu siliciu BSX 35. Tehnologia de fabricație, elaborată în întregime la ICCE, asigură un curent rezidual redus ($I_{CES} = 0,1 \text{ nA}$) și o stabilitate excelentă în funcționare a parametrilor electrici. Avînd un curent maxim de colector de 100 mA și o tensiune maximă colector-emitor de 6 V, tranzistorul BSX 35 se livrează în capsule metalice TO 18.



PERFORMANȚE ($I_C = 10 \text{ mA}$):

- Timp de stocare foarte mic ($t_s = 15 \text{ ns}$).
- Frecvență de tranziție mare ($f_T = 700 \text{ MHz}$).
- Tensiune de saturație colector-emitor mică ($V_{CEsat} = 0,07 \text{ V}$).
- Cîștig static în curent moderat ($h_{FE} = 70$).

2V/div.



Vintrare

Vieșire

10 ns/div.

t_s

APLICAȚII

- Circuite de emisie-recepție, ceasuri logice, baze de timp pentru memorii în unitățile centrale ale calculatoarelor de medie și mare capacitate din seria FELIX.
- Amplificatoare de citire-înscrisoare în memorie la mașinile de facturat și contabilizat din familia FC.
- Alte aplicații în tehnica de calcul.

De reținut:

Nu oricine face PNP cu siliciu, de comutație!...
Bineînțeles, ICCE livrează și complementarul NPN
2N 709

Institutul de cercetări pentru componente electronice (ICCE)
Str. Erou Iancu Nicolae, nr. 32 B, București, telefon 79 38 40 (Serv. Desfaceri)

I.P.R.S.-BĂNEASA

ÎNTREPRINDEREA DE PIESE RADIO ȘI SEMICONDUCTOARE-
BĂNEASA, 72996 BUCUREȘTI—ROMÂNIA

Str. Erou Iancu Nicolae nr. 32.
Telefon: 33.38.30, Desfacere 33.53.17, Telex: 11.203 iprs r
(autobuz 48 de la Casa Științei)



PRODUCE:

CONDENSATOARE

- electrolitice
- styroflex
- poliester
- polipropilenă
- hîrtie
- auto

CIRCUITE INTEGRATE

- logice
- liniare

DIODE CU Si

- de comutație
- de uz general
- redresoare (normale și rapide)
- stabilizatoare de tensiune

DIODE CU Ge

- de semnal și comutație
- redresoare
- fotodiode

TRANZISTOARE CU Ge

- de J.F. mică putere
- de J.F. medie putere
- de J.F. de putere
- de I.F. mică putere

PUNȚI REDRESOARE

TIRISTOARE

TRANZISTOARE CU Si

- de J.F. mică putere
- de J.F. medie putere
- de J.F. de putere
- de I.F. mică putere

INDUSTRIA TEHNICO-MEDICALĂ

din București, șoseaua Berceni nr. 8, sectorul 5.
telefon 83.59.30 — produce o gamă largă de aparate de
laborator, cu caracteristici superioare:

I — Etuvă 50 dm³

II — Etuvă 100 dm³

III — Cuptor uscat modele (C.U.M.-2)

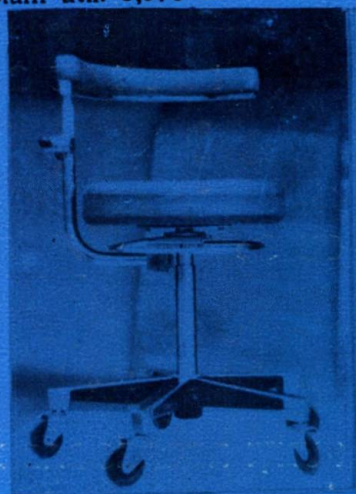
IV — Scaun mobil reglabil (S.M.R.-2)

V — Dulap uscat filme radiologice



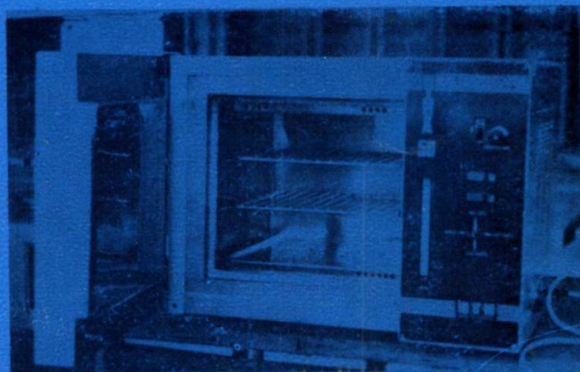
V — Dulap uscat filme radiologice:

Temperatura de lucru: 45° C.
Putere absorbită: 30 W (motor)
Putere rezist. încălz.: 2×450 W
Timp de uscare: 30 minute
Tensiune alimentare: 220 V
Volum util: 0,370 m³



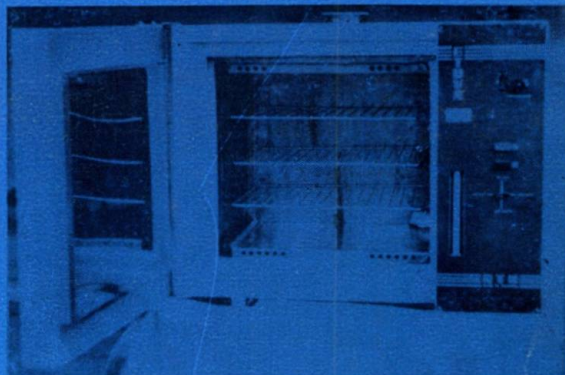
IV — Scaun mobil reglabil:

Sarcină max.: 120 daN
Cursă max. piston: 200 mm
Greutate: max. 15 kg



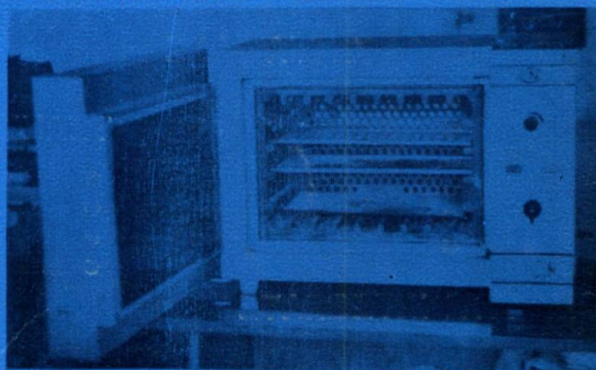
I — Etuvă 50 dm³:

Temperatura de lucru: 40°-220° C.
Putere absorbită: 870 W. Tensiune alimentare 220 V.



II — Etuvă 100 dm³:

Temperatura de lucru: 40°-220° C.
Putere absorbită: 1 270 W. Tensiune alimentare 220 V.



III — Cuptor uscat modele (C.U.M.-2):

Temperatura maximă lucru: 350° C.
Putere absorbită: 1 250 W
Volum util: 20 dm³ Tensiune alimentare: 220 V.

Cinci argumente în plus și chiar mai convingător pledează în favoarea aplicării sistemului de măsură analogic/numeric **ADIMES**

Sistemul de măsură analogic/numeric **ADIMES** este un ansamblu cu comandă programată destinat captării semnalelor analogice și numerice și prelucrării lor. Semnalele captate sunt constituite prin tensiuni și curenți (alternativ și continuu), rezistențe ale semnalelor emise prin termocuple, termometre de rezistență, transmi-toare de rezistență, ten-siometre de frecvență, intervale de timp, sem-nale numerice (combi-nate și în două stări).

Sistemul **ADIMES** este destinat, în primul rînd, pentru măsurarea și controlul în uzine, operații de verificare automată a produselor fabricate sau la asambla-re a lor, ca și la operații de măsură în laboratoa-rele de încercări.

Pentru informații complete adresați-vă la :

Sistemul de măsură analogic / numeric — **ADIMES** are între 16 și 256 canale de intrare, comandă programată cu posibilități de racordare a unei memorii RWM; permite un dialog fără efort între operator și sistemul de măsură, in-clu-zînd introducerea i-me-diată a programului plecat de la pupitrul de comandă al unității de dirijare. Dispozitivele de ieșire sînt: mașina de scris, perforatorul de bandă, uniatea in-dica-toare, tabloul indicator, înregistratoarele coor-donate.

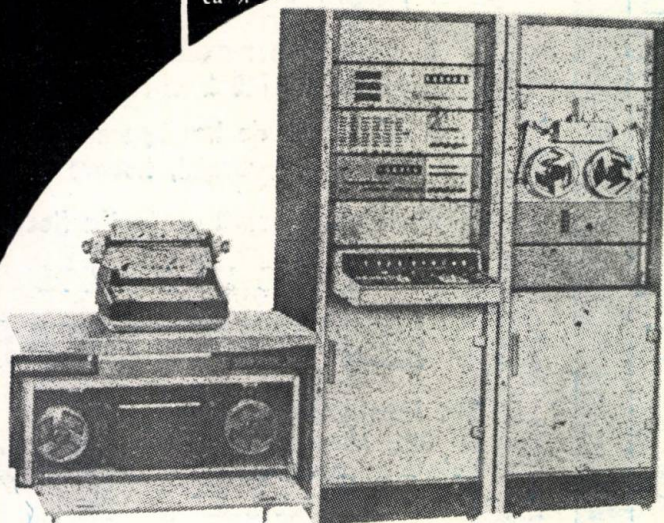
Întreprinderea de Comerț Exterior KOVO.

Sistemul de măsură analogic/numeric **ADI-MES** este format din unități funcționale mo-dulare. Este, deci, un sistem „deschis” cu po-sibilități de extindere ulterioară. Funcțiile di-verselor unități compo-nente nu sînt date odată pentru toate momentele producției, dar sînt con-forme cu programul in-tro-dus în memoria cen-trală a sistemului.

Sistemul de măsură analogic/numeric **ADI-MES** permite, datorită concepției sale, trecerea cu ușurință de la o funcție la alta. Toate unitățile funcționale u-ti-lizate necesită un mi-nimum de întreținere și control: toate circuitele sale utilizează numai semiconductoare.

Sistemul de măsură analogic/numeric **ADI-MES** este un acce-soriu la fel de modern ca și

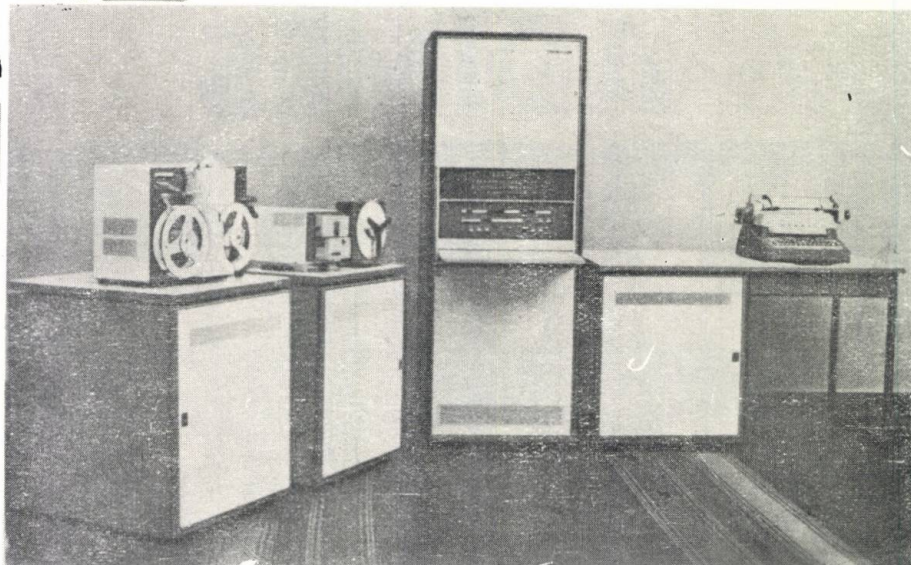
economic în probleme de cercetare și măsurare a informațiilor. Con-cepția sa pur modulară permite o funcționare sigură, complexă dato-rită punerii în joc a unităților funcționale, ceea ce asigură, la finele calculului, reducerea la minimum a numărului tipurilor de unități fun-ctionale necesare



**EXPORT
IMPORT
KOVO**
PRAHA
CZCHOSLOVAKIA

PUBLICOM





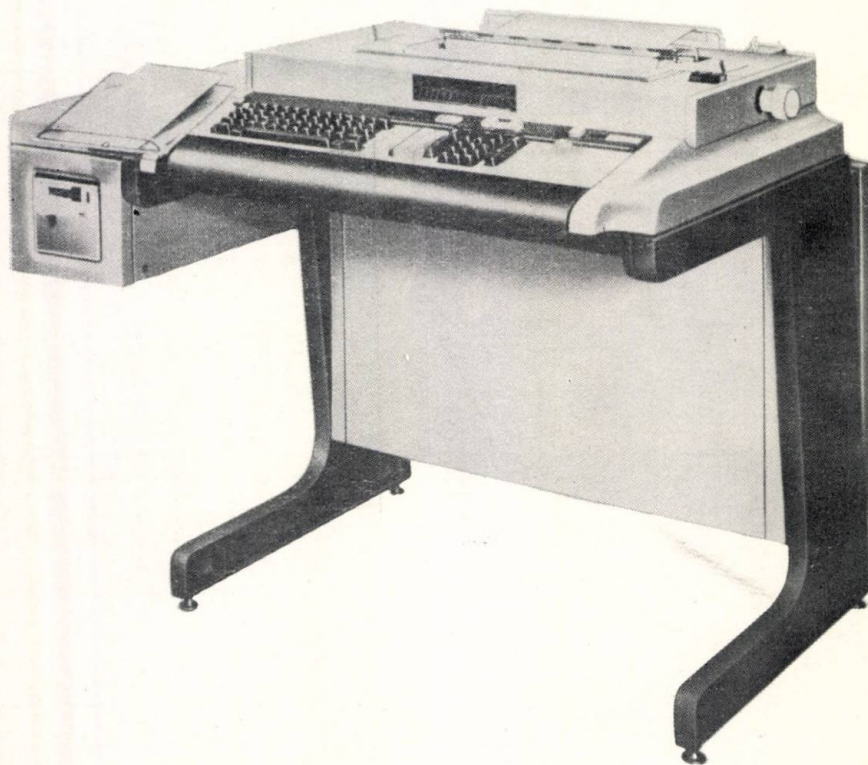
MEDALIA DE AUR LA TÎRGUL DE PRIMĂVARĂ DE LA LEIPZIG 1976 ANSAMBLUL DE COMANDĂ ȘI CALCUL ASVT M - 7000

- permite asamblarea a două sisteme de proces cu cîmp comun de memorie operațională, ceea ce ridică sensibil viabilitatea sistemului
- capacitate maximală a memoriei operaționale conectată la procesor: 128 k cuvinte
- adresarea de bază permite stocarea în memorie și efectuarea mai multor sarcini, fiecare din ele posedînd o pagină de zero
- este asigurată protecția fiecărei sarcini.

Exportator :

TM TECHMASHEXPORT

Str. Mosfilmovskaia 35.
117 330 Moscova, U.R.S.S.
Telefon: 147-15-62
Telex: 7568



DATO

1370/72

***Date adaptate la
fluxul informațional
actual***

Această cerință actuală este îndeplinită prin noul aparat electronic de recepționare a datelor, cu comandă-program : **daro 1370**, pentru datele numerice și **daro 1372** pentru datele alfanumerice. Ambele variante prezintă rezultatele prelucrării datelor la ieșire, fie pe bandă magnetică, fie pe bandă perforată. O altă generație de aparate, instalațiile moderne **EDV**, sînt socotite superioare, asigurînd utilizatorilor efecte importante de raționalizare prin intermediul programării.

Acolo unde este necesar un volum mare de prelucrare a datelor la o eficiență ridicată se utilizează cu precădere aparatele de recepționare a datelor **daro 1370** și **daro 1372**. Aceste aparate sînt utilizabile în toate domeniile economiei. Cereți informații suplimentare.

***Caracteristicile
importante ale
echipamentelor
daro 1370/1372:***

Operare simplă,
ușor accesibilă ;
Introducerea rapidă a programelor ;

Comandă micro-programe ;

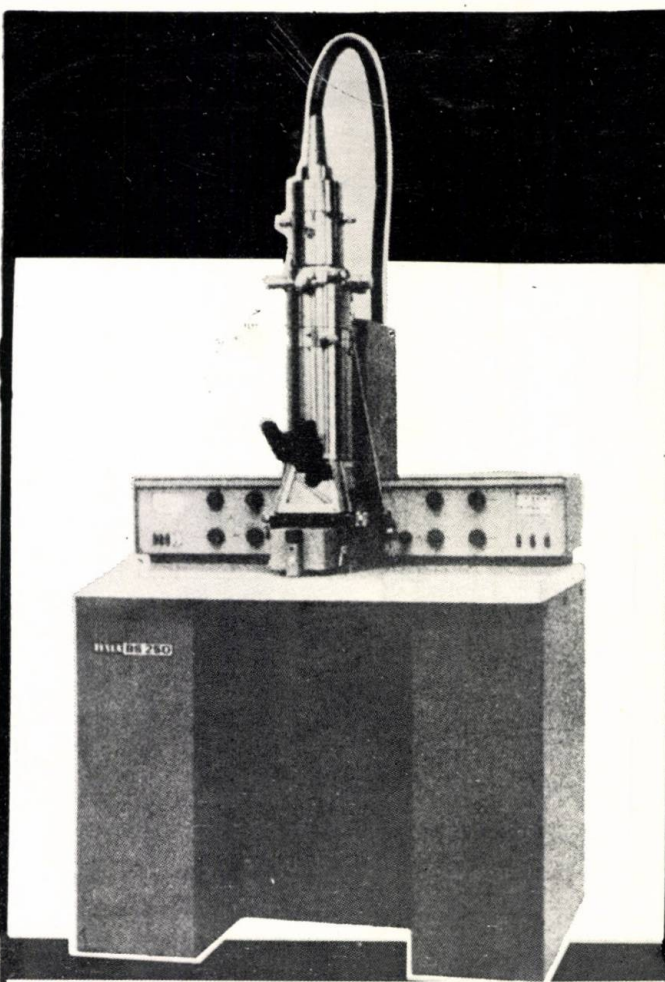
Memorii cu semiconductori cu capacitate variabilă ;

Siguranță în funcționare prin numeroase funcții de control ;

Imprimantă de capacitate mare pentru diverse domenii ale tehnicii ;
Întreținere ușoară prin construcție modulară.

Büromaschinen-Export GmbH
RDG — 108 Berlin, Friedrich-
strasse 61
Republica Democrată Germană

bme



CEEA CE ALȚII VĂ POT OFERI MÎINE, PUTEȚI AVEA DE LA NOI CHIAȚ ASTĂZI!

Microscopul electronic BS 250 este un aparat modern a cărei sferă de utilizare cuprinde toate domeniile industriei. Este un microscop de construcție foarte simplă și ușor de manipulat. Punerea în funcțiune a aparatului are loc fără necesitatea compromiterii vidului. În dotarea microscopului intră o casetă fotografică și ramele pentru 12 sau, eventual, 20 plăci de 6×9 cm sau de $6,5 \times 9$ cm.

Avantaje :

- Se pot rezolva $18 \text{ \AA}$ pe punctele a 2 negative
- O mărire comutabilă pe 11 etaje de la $500 \times$ la $30\,000 \times$
- O mărire de ansamblu de $65 \times$ poate fi pusă la punct
- Tensiune de accelerare comutabilă de 40 și 60 kV cu o stabilitate mai bună de $5 \cdot 10^{-3}/\text{min}$.
- Conectare la o rețea de electricitate normală de 220 V 50–60 Hz.

Microscopul electronic BS 250 este montat într-un singur bloc, toate piesele electronice componente și întreg sistemul de vid, cu excepția pompei rotative, sînt încastate în masa microscopului.

Apreciați toate aceste avantaje pe care le oferă, pe drept cuvînt, utilizarea zilnică a microscopului.

BS 250



EXPORT
IMPORT **KOVO**

Exportatorul exclusiv al acestui aparat este întreprinderea de comerț exterior care vă furnizează, totodată, toate informațiile necesare.

„ZILELE ECONOMIEI ȘI TEHNICII POLONEZE“

în Republica Socialistă România

31.X.1977 — 4.XI.1977

București—Galați—Bala Mare

Specialiștii polonezi vor prezenta următoarele teme:

- echipamente pentru calculatoare electronice, inclusiv instalații de transmitere a datelor la distanțe mari,
- aparataj electric și electronic de măsură — control, inclusiv aparataj înregistrator,
- probleme de automatizare a proceselor de prelucrare prin așchiere alese din industria construcțiilor de mașini,
- automată și sisteme de comandă de la distanță pentru industria navală,
- experiențele poloneze în domeniul diagnosticului tehnice al transformatoarelor,
- automatizarea complexă a proceselor de producție în industria chimică, inclusiv sistemul PNEFAL și tehnologia de producție a elementelor de măsură,
- mecanizarea lucrărilor de încărcare — descărcare în porturi.

Vă Invităm să participați

la conferințe și întâlniri.

Organizatorul manifestării:

Camera Poloneză de Comerț Exterior din Varșovia în colaborare cu
Camera de Comerț și Industrie a Republicii Socialiste România.



Informații detaliate și invitații puteți obține la agenția PUBLICOM, București,
B-dul N. Bălcescu 22, telefon: 147535, telex: 11/374 CAMROM.

PRAGOTRON



MERKURIA

ECHIPAMENT DE INFORMARE ALFANUMERICĂ
CEAS DIGITAL ANEXAT

Echipamentele de informare alfanumerică au fost concepute în scopul informării pasagerilor din aeroporturi și gări. Aplicarea lor s-a extins însă și în domeniul transportului auto, în industrie, comerț, sport, ocrotirea sănătății ș.a.

Echipamentul se compune din diverse tabele informaționale, care sînt comandate de la o centrală prin intermediul unui panou de comandă. Fiecare dată este afișată cu ajutorul unor panouri.

- Lizibilitate foarte bună
- Posibilitate de telecomandă pînă la 2 km
- Schimbare automată a informațiilor de pe tabelele informaționale
- Posibilitatea ștergerii și rescrierii informațiilor
- Manevrare ușoară a panoului de comandă
- Întreținere ușoară cu posibilitatea conectării la un calculator independent

Producător:
PRAGOTRON

Exportator:
MERKURIA --

Întreprinderea trustului ZPA
Praga 9, R. S. Cehoslovacă

Întreprinderea de comerț exterior
Praga 7, R. S. Cehoslovacă

ORĂ	NUMĂR	NUMĂR	NUMĂR
00:00	002	0000	0000
01:00	004	0000	0000
02:00	000	0000	0000
03:00	000	0000	0000
04:00	000	0000	0000
05:00	000	0000	0000
06:00	000	0000	0000
07:00	000	0000	0000
08:00	000	0000	0000
09:00	000	0000	0000
10:00	000	0000	0000
11:00	000	0000	0000
12:00	000	0000	0000
13:00	000	0000	0000
14:00	000	0000	0000
15:00	000	0000	0000
16:00	000	0000	0000
17:00	000	0000	0000
18:00	000	0000	0000
19:00	000	0000	0000
20:00	000	0000	0000
21:00	000	0000	0000
22:00	000	0000	0000
23:00	000	0000	0000



ZONA 7	
ORĂ	NUMĂR
00:00	0000
01:00	0000
02:00	0000
03:00	0000
04:00	0000
05:00	0000
06:00	0000
07:00	0000
08:00	0000
09:00	0000
10:00	0000
11:00	0000
12:00	0000
13:00	0000
14:00	0000
15:00	0000
16:00	0000
17:00	0000
18:00	0000
19:00	0000
20:00	0000
21:00	0000
22:00	0000
23:00	0000

ODJAZDY			
ORĂ	NUMĂR	NUMĂR	NUMĂR
00:00	0000	0000	0000
01:00	0000	0000	0000
02:00	0000	0000	0000
03:00	0000	0000	0000
04:00	0000	0000	0000
05:00	0000	0000	0000
06:00	0000	0000	0000
07:00	0000	0000	0000
08:00	0000	0000	0000
09:00	0000	0000	0000
10:00	0000	0000	0000
11:00	0000	0000	0000
12:00	0000	0000	0000
13:00	0000	0000	0000
14:00	0000	0000	0000
15:00	0000	0000	0000
16:00	0000	0000	0000
17:00	0000	0000	0000
18:00	0000	0000	0000
19:00	0000	0000	0000
20:00	0000	0000	0000
21:00	0000	0000	0000
22:00	0000	0000	0000
23:00	0000	0000	0000

1978 JAN 5

E 2040
66



Electrotehnica Electronica Automatica

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA • BUCUREȘTI • ANUL 21 • Nr. 4 • DECEMBRIE 1977

Institutul de cercetări pentru componente electronice

livrează **din stoc** dispozitive semiconductoare
de înalte performanțe realizate în noua
facilitate din str. Erou Iancu Nicolae 32 B

CIRCUITE INTEGRATE LINIARE

- ROB 101 — Amplificator operațional monolitic de generația a II-a (echivalent cu LM 101 — National Semiconductor)
- ROB 709 — Amplificator operațional monolitic (echivalent cu μ A 709 — Fairchild)

TRANZISTOARE BIPOLARE

- 2N 709 — Comutator ultrarapid, NPN
- BSX 35 — Comutator ultrarapid, PNP
- 2N 2369 — Comutator rapid NPN
- 2N 2218, 2N 2219 — Amplificatoare de semnal mic de uz general, NPN
- 2N 918 — Amplificator IF de semnal mic, NPN
- 2N 3866 — Amplificator RF de putere, NPN
- ROS 03 — Amplificator JF de semnal mic, NPN

TRANZISTOARE CU EFECT DE CÎMP MOS

- ROS 01, ROS 104 — Tranzistoare cu efect de câmp MOS/canal P

DISPOZITIVE OPTOELECTRONICE

- ROL 02 — Diodă electroluminiscentă cu GaAsP (roșu)
- ROL 21, ROL 22 — Fotodiode planare cu siliciu
- ROL 11 — Celulă fotovoltaică cu siliciu
- ROL 31, ROL 32 — Fototranzistoare planare cu siliciu

ICCE CERCETEAZĂ PRODUCÎND. ICCE LIVREAZĂ

Institutul de cercetări pentru componente electronice (ICCE)
Str. Erou Iancu Nicolae, nr. 32 B, București, telefon 79 38 40 (Serv. Desfaceri)

ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA

Anul 21 Nr. 4 decembrie 1977

AUTOMATICA ȘI ELECTRONICA

CUPRINS

CZ 681.31

SISTEM CAUZAL DE MĂSURARE
CARACTERISTICA DE FRECVENȚĂ
RĂSPUNS INDICIAL

Hortopan, G.: Timpul de creștere și caracteristica de frecvență.
E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 4, dec 1977, p. 135

Se prezintă o relație de dependență între timpul de creștere și caracteristica de frecvență tip Gauss a unui sistem cauzal de măsurare; se compară rezultatul cu datele unui sistem necauzal și se propune o metodă nouă de a calcula numeric răspunsul indicial din caracteristica de frecvență a unui sistem fizic.

CZ 681.3

CIRCULATOR
FERITE

Sajin, Gh.: Circulator stripline în bandă UHF.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 4, dec 1977, p. 140

În lucrare sunt redate realizările ICCE în domeniul construirii circulatorilor în banda UHF. Se indică relațiile de proiectare precum și soluțiile practice la care s-a ajuns.

Z 621.38.09 1(074.3)

CARACTERISTICI DE IEȘIRE
CVASISATURAȚIE
TRANZISTOARE BIPOLARE

Mihnea, A., Olteanu, D.: Cvasisaturația în tranzistoarele bipolare. Modelare fizică.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 4, dec 1977, p. 143

Pe baza unor considerații fizice, lucrarea discută separarea planului caracteristicilor de ieșire în mai multe domenii specifice de funcționare. Se prezintă detaliat fenomenele fizice la trecerea din regiunea activă normală în saturație.

CZ 621.38.091(074.3)

CVASISATURAȚIE
MODELARE-EVALUARE
TRANZISTOARE BIPOLARE

Olteanu, D., Mihnea, A.: Expresii ale curentului de colector în cvasisaturație și utilizarea lor în modelarea și evaluarea tranzistoarelor bipolare.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 4, dec 1977, p. 149

Pe baza unui model specific cvasisaturației, se arată posibilitatea modelării caracteristicii de ieșire, a rezistenței serie de colector, a evaluării rezistivității și a timpului de viață în colectorul slab dopat.

CZ 621.396.645 : 681.3

AMPLIFICATOR DE PUTERE
PROGRAM DE CALCUL

Zaharia, D., Munteanu, V., Tacu, T.: CAPAC — Program pentru Calculul unui Amplificator de Putere Asistat de Calculator.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 4, dec 1977, p. 155

Lucrarea prezintă listarea unui program destinat calculului principalilor parametri necesari în proiectarea unui etaj de RF de putere cu tranzistori.

CZ 621.316.5 : 382.233 : 621.326

COMANDĂ-PROGRAM
CONTACTOR STATIC DE C.A.
VARIAȚIA ILUMINĂRII

Constantin, P., Tebeanu, T.: Instalație electronică pentru comanda programată a surselor de lumină.

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 4, dec 1977, p. 161

În lucrare se prezintă concepția și construcția unei instalații electronice pentru comanda programată a surselor de lumină, necesară în sălile de cultură (teatru, operă, studiouri etc.) realizată de către Catedra de electronică aplicată din Institutul politehnic București în colaborare cu Întreprinderea „Decorativă” București.

NOTĂ 166

TÎRGURI ȘI EXPOZIȚII 168



1978 JAN 9

COMITETUL DE REDACȚIE

Prof. dr. doc. st. tehn. ing. I. S. ANTONIU, membru coresp. al Academiei R. S. România; prof. dr. ing. C. APETREI; acad. dr. doc. st. tehn. ing. A. AVRAMESCU; ing. I. BĂTRINA; prof. dr. doc. st. tehn. ing. N. BOȚAN; dr. ing. C. BULUCEA; dr. ing. V. BUNEA; dr. ing. D. BUZNEA; prof. dr. ing. S. CALIN; prof. dr. ing. V. CĂTUNEANU; ing. V. CECEONICA; prof. dr. doc. st. tehn. ing. V. CORLAȚEANU; prof. dr. ing. T. DORDEA; prof. dr. ing. M. DRĂGANESCU; prof. dr. ing. S. FLOREA; prof. dr. ing. M. HANGĂNIUC; prof. dr. doc. ing. G. HORTOPAN; ing. I. ILIESCU; prof. dr. ing. D. F. LAZĂROIU; ing. V. LEFTER; dr. ing. A. MILLEA; prof. dr. doc. st. tehn. ing. C. MOCANU; prof. dr. ing. A. NICOLAIDE; ing. I. PAPADACHE; prof. dr. doc. ing. C. PENESCU, membru coresp. al Academiei R. S. România; ing. A. POPA; prof. dr. ing. S. PUȘCĂȘU; acad. prof. dr. st. tehn. ing. REMUS RĂDULET; ing. M. SIRBU; dr. ing. VALERIUS STANCIU, redactor resp. adjunct; dr. ing. FLORIN TEODOR TANĂSESCU, redactor responsabil.

Redactor rubrică: GRETA ANDREI

Tehnoredactor: CORNELIA CRISTESCU

Revista „ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA” (E.E.A.), organ al Ministerului Industriei Construcțiilor de Mașini sub îndrumarea Institutului central de cercetări pentru electronică, electrotehnică, automatică, mașini-unelte și mecanică fină, apare în cadrul OFICIULUI DE INFORMARE DOCUMENTARĂ (O.I.D.), al Institutului de cercetări pentru industria electrotehnică, (I.C.P.E.). Articolele propuse spre publicare și cererile de abonamente se vor trimite la O.I.D., București, Calea Victoriei, nr. 133, telefon 50.40.90, int. 190, și 379, plata abonamentelor făcându-se prin mandat postal pe adresa: I.C.P.E., Bd. Tudor Vladimirescu, nr. 45-47, București, cont virament nr. 3016.6.05.01 BNRSR, filiala sector 6. Costul unui abonament anual pentru unități industriale și instituții este de 100 lei, iar al unui abonament individual de 30 lei; nu se fac decît abonamente integrale. Costul unui exemplar — 5 lei. Tiparul: Întreprinderea poligrafică „INFORMAȚIA”, București, str. Brezoianu nr. 23-25, C. 7575 Taxele postale plătite în numerar pe anul 1976 conform aprobării D.G.P.Tc. nr. 137/6446/1975.

Cititorii din străinătate care doresc să se aboneze la revista E.E.A. — ELECTROTEHNICA, ELECTRONICA ȘI AUTOMATICA se pot adresa Întreprinderii „ILEXIM” — departamentul export-import presă — București — Calea Griviței, nr. 64-66 P.O.B.—2001.—Telex 01.12.26

СОДЕРЖАНИЕ

УДК 681.31

СИСТЕМА ПРИЧИННАЯ ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКИ ЧАСТОТЫ ОТВЕТ УКАЗАТЕЛЬНЫЙ

Хортонан, Г.: Время роста и характеристики частоты.
Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 21, nr. 4, дек. 1977, стр. 135

Представлена зависимость между временем роста и характеристикой частоты типа Гаусса причинной измерительной системы; сравнивается результат с данными не причинной системы и предлагается новый метод числового вычисления указательного ответа частотной характеристики физической системы.

УДК 681.3

ЦИРКУЛЯТОР ФЕРРИТ

Сажин, Г.: Циркулятор стриплайн в полосе СВЧ.
Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 21, nr. 4, дек. 1977, стр. 140

В работе представлены осуществления ИСЧЕ в области конструкции циркуляторов в полосе СВЧ. Достигнутые указывают проектные отношения, а также практические решения.

УДК 621.38.001(074.3)

ХАРАКТЕРИСТИКИ ВЫХОДНЫЕ КВАСИНАСЫЩЕННОСТЬ ТРАНЗИСТОРЫ ДВУХПОЛЮС- НЫЕ

*Михня, А., Олтяну, Д.: Квазинасыщение в двух-
полосных транзисторах.*

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 21, nr. 4, дек. 1977, стр. 143

На основе физических характеристик, в работе разъясняется вопрос разделения выходных характеристик на несколько специфических областей функционирования. Подробно представлены физические явления при переходе из активной нормальной области в насыщенность.

УДК 621.38.001(074.3)

КВАСИНАСЫЩЕННОСТЬ МОДЕЛИРОВАНИЕ — ОЦЕНКА ТРАНЗИСТОРЫ ДВУХПОЛЮС- НЫЕ

*Олтяну, Д., Михня, А.: Выражения коллекторного
тока в квазинасыщенности и их использование в моде-
лировании и оценке двухполосных транзисторах.*

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 21, nr. 4, дек. 1977, стр. 149

На основе специфической модели квазинасыщенности указывается возможность моделирования выходных характеристик, последовательного сопротивления коллектора, оценки удельного сопротивления и долговечности в коллекторе.

УДК 621.396.645 : 681.3

УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ ПРОГРАММА ВЫЧИСЛЕНИЯ

*Зазария, Д., Мунтяну, В., Таку, Т.: CAPAC — Вычис-
лительная программа для мощного усилителя с по-
мощью ЭВМ.*

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 21, nr. 4, дек. 1977, стр. 155

В работе представляется программа для вычисления главных параметров необходимых при проектировании транзисторного мощного каскада РЧ.

УДК 621.316.5 : 382.233 : 621.326

УПРАВЛЕНИЕ ПРОГРАММНОЕ КОНТАКТОР СТАТИСТИЧЕСКИЙ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА ВАРИАЦИЯ ОСВЕЩЕНИЯ

*Константин, П., Тебяну, Т.: Электронная установка
для программного управления источниками света.*

Е.Е.А. — *Automatica și electronica* 21, nr. 4, дек. 1977, стр. 161

В работе излагается концепция и конструкция электронной установки для программного управления источниками света, необходимыми в залах (театрах, опере, студии и т.д.), осуществленная кафедрой прикладной электроники Политехнического Института из Бухареста в сотрудничестве с предприятием „Декоратива” — Бухарест.

НОТА

166

INHALT

DK 681.31

KAUSALES MESSSYSTEM FREQUENZKENNLINIE KENNZIFFER-ANTWORT

Hortopan, G.: Anlaufzeit und Frequenzkennlinie
E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, Nr. 4, Dez. 1977, S. 135

Es wird das Abhängigkeitsverhältnis zwischen der Anlaufzeit und der Frequenzkennlinie vom Typ Gauss, eines kausalen Messsystems beschrieben und es wird eine neue Methode zur digitalen Berechnung aus der Frequenzkennlinie eines physikalischen Systems dargestellt.

DK 681.3

ZIRKULATOR FERRIT

*Sajin, Gh.: Stripline — Zirkulator im Ultrahochfrequenz-
band*

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, Nr. 4, Dez. 1977, S. 140

Die Arbeit beschreibt die Ergebnisse des ICCE — Instituts auf dem Gebiete des Baus von Zirkulatoren im Ultrahochfrequenzband. Es werden die Projektierungsbeziehungen, sowie die erreichten praktischen Lösungen dargestellt.

DK 621.38.001(074.3)

AUSGANGSCHARAKTERISTIKEN QUASISÄTTIGUNG DIPOLARE TRANSISTOREN

*Mihnea, A., Olteanu, D.: Die Quasisättigung bei den dipo-
laren Transistoren.*

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, Nr. 4, Dez. 1977, S. 143

Auf Grund physikalischer Betrachtungen, beschreibt die Arbeit die Aufteilung des Planes der Ausgangscharakteristiken in mehrere spezifische Betriebsgebiete. Es werden die physikalischen Erscheinungen beim Übergang vom normalen, aktiven Gebiet in die Sättigung ausführlich dargestellt.

DK 621.38.001(074.3)

QUASISÄTTIGUNG MODELLIERUNG-AUSWERTUNG DIPOLARE TRANSISTOREN

*Olteanu, D., Mihnea, A.: Ausdrücke des Stromwiderstandes
bei der Quasisättigung und ihre Anwendung bei der Model-
lierung und Auswertung dipolarer Transistoren.*

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, Nr. 4, Dez. 1977, S. 149

Auf Grund eines der Quasisättigung spezifischen Modells werden die Möglichkeiten der Modellierung der Ausgangscharakteristiken beschrieben, sowie der Reihenwiderstand des Stromwiderstands, die Auswertung des spezifischen Widerstandes und die Lebensdauer des schwach bereicherten Stromwenders dargestellt.

DK 621.396.645 : 681.3

LEISTUNGSVERSTÄRKER RECHENPROGRAMM

*Zaharia, D., Munteanu, V., Tacu, T.: CAPAC — Ein Pro-
gramm zur Berechnung eines Leistungsverstärkers mit Hilfe
einer elektronischen Rechenmaschine.*

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, Nr. 4, Dez. 1977, S. 155

Die Arbeit beschreibt die Aufstellung einer Programms für die Berechnung der notwendigen Hauptparameter für die Projektierung einer RF-Transistor-Leistungsstufe.

DK 621.316.5 : 382.233 : 621.326

PROGRAMMSTENERUNG STATISCHER SCHUTZ FÜR WECHSELSTROM BELEUCHTVARIATION

*Constantin, P., Tebeanu, T.: Elektronische Anlage zur pro-
grammierten Steuerung der Beleuchtungsquellen.*

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, Nr. 4, Dez. 1977, S. 161

Die Arbeit beschreibt das Konzept und die Konstruktion einer elektronischen Anlage zur programmierten Steuerung der Beleuchtungsquellen für Kultursäle (Theater, Oper, Senderäume), und die vom Lehrstuhl für angewandte Elektronik des Polytechnischen Instituts Bukarest, in Zusammenarbeit mit den „Decorativa“ Unternehmen hergestellt wurde.

DATEN

166

CONTENTS

DC 681.31

CAUSAL MEASURING SYSTEM FREQUENCY CHARACTERISTIC UNIT STEP RESPONSE

Hortopan, G. : The rise time and the frequency characteristic
E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 4, dec. 1977, p. 135

The author presents a dependence relationship between the rise time and the frequency characteristic of the Gauss type of a causal measuring system; the result is compared to the data of a non-causal system; a new method is proposed for the digital computation of the unit-step response out of the frequency characteristic of a physical system.

DC 681.3

CIRCULATOR FERRITE

Sajin, Gh. : Strip-line circulator in the UHF band

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 4, dec. 1977, p. 140

The paper presents the results of ICCE work in the field of circulator building in the UHF band. Design relations are indicated together with the obtained practical solutions.

DC 621.38.001(074.3)

OUTPUT CHARACTERISTICS QUASI-SATURATION DIPOLAR TRANSISTORS

Mihnea, A., Olteanu, D. : Quasi-saturation in bipolar transistors. Physical modelling

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 4, dec. 1977, p. 143

Starting from physical considerations, the paper presents the division of the output characteristics plan into several specific functioning domains. The physical phenomena occurring upon the passage from the normal active area into the saturation area are presented in details.

DC 621.38.001(074.3)

QUASI-SATURATION MODELLING EVALUATION DIPOLAR TRANSISTORS

Olteanu, D., Mihnea, A. : Formulae for the quasi-saturation commutator current and their utilization in modelling and evaluating bipolar transistors

E.E.A. — *Automatica și electronica* 24, nr. 4, dec. 1977, p. 149

By using a specific model of quasi-saturation, the authors show the possibility of modelling the output characteristic and the series resistance of the commutator and of evaluating the resistivity and the lifetime in the weakly doped commutator.

DC 621.396.645:681.3

POWER AMPLIFIER COMPUTING PROGRAM

Zaharia, D., Munteanu, V., Tacu, T. : CAPAC — A computing program for a power amplifier

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 4, dec. 1977, p. 155

The paper presents the listing of a computing program for the main parameters necessary for the design of a RF transistor power stage.

CZ 621.316.5 : 382.233 : 621.326

PROGRAM CONTROL A. C. STATIC CONTACTOR LIGHTING VARIATION

Constantin, P., Tebeanu, T. : Electronic installation for the program-control of the light sources

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 4, dec. 1977, p. 161

The paper presents the conception and the construction of an electronic installation for the program-control of light sources necessary in performance halls (theaters, opera houses, studios, etc.). It was accomplished by the Applied Electronics Department of the Polytechnic Institute of Bucharest in co-operation with the „Decorativa” enterprise in Bucharest.

BNOTE

166

SOMMAIRE

DC 681.31

SYSTEME CAUSAL DE MESURE CARACTERISTIQUE DE FREQUENCE REPONSE INDICIEL

Hortopan, G. : Le temps de croissance et la caractéristique de fréquence

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 4, dec. 1977, p. 135

On présente une relation de dépendance entre le temps de croissance et la caractéristique de fréquence type Gauss d'un système causal de mesure; on compare le résultat avec les données d'un système non-causal et on propose une méthode nouvelle de calculer d'une manière numérique la réponse indiciel de la caractéristique de fréquence d'un système physique.

DC 681.3

CIRCULATEUR FERRITE

Sajin, Gh. : Circulateur stripline en bande UHF

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 4, dec. 1977, p. 140

Dans l'ouvrage on mentionne les réalisations ICCE dans le domaine de la construction des circulateurs en bande UHF. On indique des relations de conception ainsi que les solutions pratiques aux quelles on est arrivé.

DC 621.38.001(074.3)

CARACTERISTIQUES DE SORTIE QUASISATURATION TRANSISTORS BIPOLAIRES

Mihnea, A., Olteanu, D. : La quasisaturation dans les transistors bipolaires. Modèles physique

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 4, dec. 1977, p. 143

Tenant compte de certaines considérations physiques, l'ouvrage discute la séparation du plan des caractéristiques de sortie en plusieurs domaines spécifiques de fonctionnement. On présente en détail les phénomènes physiques au passage de la région active normale à la saturation.

DC 621.38.001(074.3)

QUASISATURATION MODELE EVALUATION TRANSISTORS BIPOLAIRE

Olteanu, D., Mihnea, A. : Des expressions du courant de collecteur en quasisaturation et leur utilisation pour modéliser et évaluer les transistors bipolaires

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 4, dec. 1977, p. 149

Prenant un modèle spécifique de la quasisaturation, on montre la possibilité d'obtenir le modèle de la caractéristique de sortie, de la résistance série du collecteur, de l'évaluation de la résistivité et de la durée de vie dans le collecteur faiblement dopé.

DC 621.396.645 : 681.3

AMPLIFICATEUR DE PUISSANCE PROGRAMME DE CALCUL

Zaharia, D., Munteanu, V., Tacu, T. : CAPAC — programme pour le calcul d'un amplificateur de puissance à l'aide du calculateur

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 4, dec. 1977, p. 155

L'ouvrage présente un programme destiné au calcul des principaux paramètres nécessaires pour concevoir un étage de RF de puissance aux thyristors.

DC 621.316.5 : 382.233 : 621.326

COMMANDE-PROGRAMME CONTACTEUR STATIQUE DE C.A. VARIATION DE L'ILLUMINATION

Constantin, P., Tebeanu, T. : L'installation électrique pour la commande programmée des sources de lumière

E.E.A. — *Automatica și electronica* 21, nr. 4, dec. 1977, p. 161

Dans l'ouvrage on présente la conception et la construction d'une installation électronique de commande programmée, des sources de lumière, nécessaire pour des salles de culture (théâtre, opéra, studios etc.). Elle est réalisée par la Chaire de l'électronique appliquée de l'Institut Polytechnique Bucarest en collaboration avec l'entreprise „Decorativa” — Bucarest.

NOTE

166

Tîrgul din Leipzig

Republica Democrată Germană

12.-19.3.1978



Deosebit de interesant pentru dvs:

Grupa de specialitate: Tehnica automatizării

Automatizarea — cheia pentru raționalizarea și intensificarea tuturor ramurilor de producție. La Leipzig vă vor arăta producători conducători din 18 țări, aparate, instalații și procedee ale tehnicii automatizării.

Prezentarea exponatelor și conferințele de specialitate, recomandările pentru clienți și informațiile de utilizare vă ajută la studierea ofertei și sînt la dispoziția dv.



Informații de călătorie, legitimații de tîrg, și grupe de călătorie pentru experți obțineți prin ONT Carpați sau de la Secția de Politică Comercială a Ambasadei R.D.G. în R. S. România, Calea Dorobanților 14, București.

PUBLICOM

Timpul de creștere și caracteristica de frecvență

GHEORGHE HORTOPAN * — București

Introducere

Există mai mulți factori de calitate, ce pot fi atribuiți dispozitivelor care măsoară fenomene rapide [1], [2]. Dintre acești factori, cei mai des utilizați la măsurarea curenților și tensiunilor sînt timpul de răspuns, timpul de creștere și caracteristica de frecvență în amplitudine și fază.

Criteriul timpului de răspuns, deși este introdus în recomandările CEI [3], pierde din utilitate deoarece pe o oscilogramă nu se poate stabili, cu suficientă exactitate, originea timpului. Se poate determina timpul de răspuns T_r prin calcul, dacă se cunoaște expresia funcției indiciale $f(t)$ și dacă aceasta se poate integra conform cu relația:

$$T_r = \int_0^{\infty} [1 - f(t)] dt, \quad (1)$$

sau, dacă se cunoaște expresia funcției de transfer normate [4] $G(p)$ cu relația:

$$T_r = -G'(0). \quad (2)$$

Dar și în cazurile precizate de relațiile (1) și (2) rezultatul este ușor alterat de faptul că, în evaluarea timpului de răspuns, intervine, cu o anumită pondere, timpul mort, adică, timpul necesar propagării semnalului în dispozitivul de măsurare.

Timpul de creștere T_{cr} , cuprins între 0,1 și 0,9 din amplitudinea răspunsului indicial, pare a fi un factor de calitate mai interesant. În adevăr, la determinarea timpului de creștere nu intervine în nici un mod durata procesului de propagare, ci se urmărește numai rapiditatea cu care crește frontul răspunsului indicial. Este de la sine înțeles că nici timpul de răspuns și nici timpul de creștere nu au semnificație, ca factori de calitate, pentru răspunsurile indiciale cu caracter oscilant amortizat [4].

Caracteristica de frecvență, considerată ca o proprietate a unui sistem de măsurare complex, poate fi cunoscută cu multă dificultate sub forma unei expresii analitice, adică sub forma unei funcții de variabilă complexă. Dar de multe ori este posibil să obținem caracteristica de frecvență prin analiza experimentală

directă a sistemului de măsurare. Dacă se dispune de caracteristica de frecvență, determinată experimental, este util să cunoaștem o relație de dependență între caracteristica de frecvență și timpul de creștere. Acesta este obiectivul pe care și-l propune autorul, în articolul de față.

1. Analiza relațiilor utilizate în prezent

O relație de dependențe curent utilizată a fost stabilită de Wolf [5] pentru filtrele active și se bazează pe lucrările fundamentale ale lui Hölzer și Holzwarth [6]. Această relație are expresia:

$$T_{cr} = \frac{0,34}{B}, \quad (3)$$

unde B este banda de trecere a sistemului, corespunzătoare atenuării de 3 dB.

Relația (3) este stabilită în următoarele ipoteze:

a. Caracteristica de frecvență este de tip Gauss și are expresia:

$$G(j\omega) = e^{-k^2 f^2} e^{-j2\pi f t_0}, \quad (4)$$

unde s-a notat:

f — frecvența;

t_0 — timpul mort al sistemului;

k — factorul care definește banda de frecvență în raport cu atenuarea;

b. Sistemul are defazaj minimal (chiar nul) sau timpul mort t_0 este infinit. Astfel, relația (4) se transformă în:

$$G(f) = e^{-k^2 f^2}. \quad (5)$$

c. Sistemul de măsurare este necauzal. În acest caz funcția indicială se calculează cu relația:

$$f(t) = \int_{-\infty}^t g(t) dt, \quad (6)$$

unde $g(t)$ este funcția pondere, care are expresia:

$$g(t) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} G(j\omega) e^{-j\omega t} dt. \quad (7)$$

În figura 1 se prezintă alura generală a caracteristicii de frecvență (amplitudine) a unui sistem de măsurare, calculat cu relația (5) pentru banda de frecvență de 3,3 MHz și atenuare

* Dr. Ing. G. Hortopan este profesor de aparate electrice la Institutul politehnic București.

de 3 dB. Pentru această caracteristică la $f = 0$, amplitudinea este egală cu unitatea. Un dispozitiv fizic care posedă această proprietate

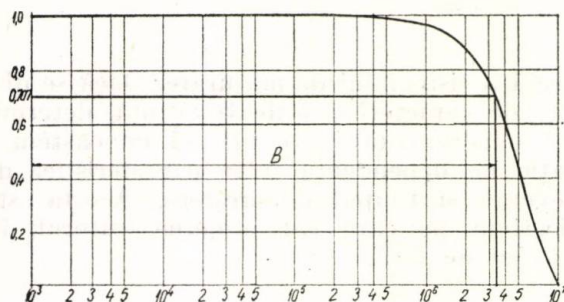


Fig. 1. Caracteristica de frecvență în amplitudine. Banda de frecvență de 3,3 MHz la atenuarea de 3 dB.

este divizorul de tensiune universal [4] adică acel divizor care poate fi utilizat la măsurarea tensiunilor continue, alternative și de impuls.

În figura 2 se prezintă răspunsul indicial al unui sistem necauzal, a cărui expresie analitică este [5]:

$$f(x) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \Phi(x), \quad (8)$$

cu notațiile:

$$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-x^2} dx; \quad x = \frac{\pi}{k} t, \quad (9)$$

unde, k ia valori în funcție de atenuarea impusă pentru o bandă de frecvență dată, iar $\Phi(x)$, funcția erorilor, tabelată [8].

2. Observații asupra relațiilor actuale de calcul

Dacă se compară rezultatele obținute cu ajutorul relațiilor (3) ... (9), cu oscilogramele funcției indiciale, respectiv cu caracteristicile de frecvență determinate experimental se constată următoarele:

a. Răspunsul indicial al unui sistem necauzal, desenat în figura 2, cuprinde inconvenientele intrinseci ale sistemelor neccauzale și anume apare un răspuns al sistemului ($t = -\infty$) înainte de a se fi produs excitația ($t = 0$).

b. Curbele reale ale răspunsului indicial nu prezintă simetrie răsturnată față de semiamplitudinea răspunsului indicial. Astfel, în figura 3 se prezintă oscilograma răspunsului indicial pentru un șunt coaxial de 4 mΩ. Tot în această figură s-a construit, după oscilogramă, diagrama răspunsului real (curba a) și diagrama unui răspuns cu simetrie răsturnată față de semiamplitudine (curba b). Din compararea curbilor a și b rezultă că răspunsul indicial real acuză o creștere mai rapidă în prima etapă a creșterii și o creștere mai lentă în ultima etapă.

c. La frecvențe de testare mai mari, sistemul nu mai poate fi considerat cu defazaj minim. În adevăr, unghiul de defazaj α , între partea reală și cea imaginară a funcției ce definește

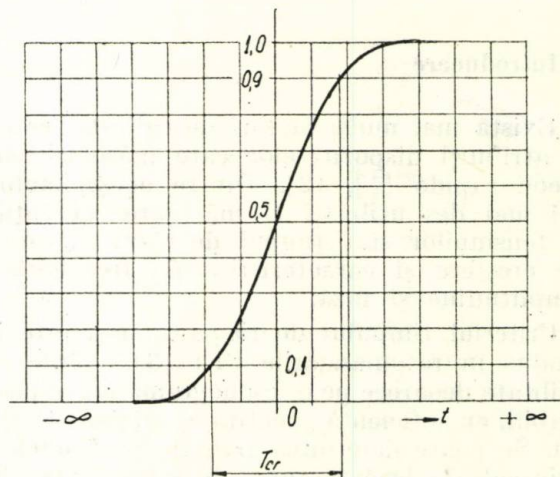


Fig. 2. Răspunsul indicial al sistemului necauzal. Timpul de creștere T_{cr} .

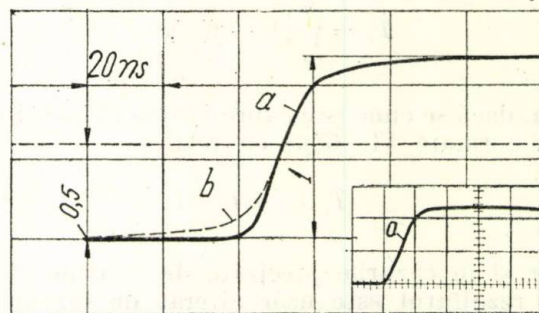


Fig. 3. Comparație între răspunsul real (a) al unui șunt coaxial de 4 mΩ și răspunsul necauzal (b), simetric și răsturnat față de semiamplitudine.

caracteristica de frecvență, ia valori cuprinse între 0 și 2π .

d. Sistemele fizice nu au timp mort (de parcurgere) infinit.

3. Un sistem cauzal

Din motivele expuse la paragraful 3 se poate accepta și un sistem cauzal de măsurare. În acest caz, deoarece răspunsul indicial nu există pentru $t < 0$, în locul relației (5) se poate scrie:

$$f(t) = \int_0^t g(t) dt, \quad (10)$$

unde, funcția pondere $g(t)$ este dată de relația (7). În aceste condiții, dacă se admite funcția de transfer normală de tip Gauss, adică, de-

scrișă tot de relația (5), se obține răspunsul indicial:

$$\Phi(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^x e^{-x^2} dx. \quad (11)$$

Valorile 0,1 respectiv 0,9 ale funcției $\Phi(x)$ din relația (11) sînt atinse la $x = 0,09$ respectiv, $x_2 = 1,165$. Timpul de creștere este dat de relația:

$$T_{cr} = t_2 - t_1 = \frac{k}{\pi} (x_2 - x_1) = 0,34218 \, k, \quad (12)$$

unde, k este precizat din condiția atenuării de 3 dB.

$$k = \frac{\sqrt{\ln 2}}{B}. \quad (13)$$

Rezultă, astfel, din relația (12) și (13):

$$T_{cr} = \frac{0,2014}{B}. \quad (14)$$

Din compararea relațiilor (3) și (14) rezultă că, pentru o bandă de trecere B dată, sistemului cauzal îi corespunde un timp de creștere mai mic decît sistemului necauzal. Dacă timpul de creștere este dat, banda de frecvență a sistemului cauzal este mai mică decît cea a sistemului necauzal.

4. Calculul numeric

Cu siguranță că, pentru a elimina surse de erori este necesar să se țină seama de caracteristica de frecvență atît ca amplitudine, cît și ca fază. Din lucrările de sinteză și analiza rețelelor [7], [10] ca și din cele de tehnica măsurătorilor [2] se cunosc relațiile de dependență între răspunsul indicial și caracteristica de frecvență, sub următoarele aspecte:

$$f(t) = \frac{2}{\pi} \int_0^\infty \frac{\operatorname{Re}[G(j\omega)] \sin \omega t \cdot d\omega}{\omega}, \quad (15)$$

$$f(t) = 1 + \frac{2}{\pi} \int_0^\infty \frac{\operatorname{Im}[G(j\omega)] \cos \omega t \cdot d\omega}{\omega}. \quad (16)$$

Aceste relații ar putea fi utilizate cu condiția de a se cunoaște expresia funcției de transfer $G(j\omega)$ și de a se realiza integrarea indicată de relațiile (15) și (16). În cazul în care funcția de transfer aparține unui sistem fizic de măsurare, ea este dată prin grafice de amplitudine și de fază. Răspunsul indicial se poate determina folosind metoda Floyd [7], în care caz este necesar a se trasa diagrama $\operatorname{Re}[G(j\omega)] = f(\omega)$ și a se descompune această, diagramă în trapeze elementare. În cele din urmă răspunsul indicial se obține prin însumarea răs-

punsurilor corespunzătoare trapezelor elementare folosind diagrame [2] sau tabele [7] de interpolare. Această metodă poate fi utilă în cazul unor caracteristici de frecvență cu o alură mai simplă și cînd sistemul de măsurare posedă o bandă de trecere relativ mică.

Utilizarea calculatorului permite calculul direct al răspunsului indicial, metodă aplicată de autor pe un sistem fizic de măsurare, conștînd dintr-un divizor de tensiune universal.

Astfel, în figura 4 este dată caracteristica de frecvență experimentală a acestui divizor de tensiune sub forma atenuării (curba a) și a defazajului (curba b). Caracteristica de frecvență în amplitudine este trasată în figura 5, folosind punctele date de curba atenuării. Se constată astfel că banda de frecvență a divizorului de tensiune este de 3,3 MHz, la atenuarea de 3 dB.

Pentru a utiliza informațiile primite din diagramele caracteristicii de frecvență, obținute experimental, se prelucrează relația (15) în sensul că, dacă se fac notațiile:

$$\left. \begin{aligned} \omega &= 2\pi f; \quad d\omega = 2\pi df \\ \operatorname{Re}[G(j\omega)] &= G(2\pi f) \cos \alpha \\ \alpha &= \arctg \frac{\operatorname{Im}[G(j\omega)]}{\operatorname{Re}[G(j\omega)]} \end{aligned} \right\}. \quad (17)$$

relația (15) se poate scrie sub forma:

$$f(t_q) = \int_0^\infty C_{iq} df, \quad (18)$$

unde s-a notat:

$$C_{iq} = \frac{2}{\pi} \cdot \frac{G(2\pi f) \cos \alpha \cdot \sin(2\pi f t_q)}{f}. \quad (19)$$

Pentru momentul t_q , funcția C_{iq} ia valori discrete, la valori discrete atribuite frecvenței f_i . Pentru a obține valoarea la momentul t_q a răspunsului indicial, se efectuează integrarea grafică indicată de relația (18) pînă la frecvența de anulare a amplitudinii. Calculul funcției C_{iq} ca și integrarea grafică se poate efectua chiar cu un minicalculator programabil.

Alura frecvenței C_{iq} pentru $t_q = 10^{-6}$ s este dată în figura 6, în cazul curent al divizorului de tensiune universal cu caracteristica de frecvență dată în figura 4. Prin integrarea grafică a funcției C_{iq} , reprezentată în figura 6 numai pînă la 1,5 MHz, pînă la 10 MHz se obține un punct al răspunsului indicial și anume într-un punct de valoare unitate. Aceasta înseamnă că, creșterea răspunsului indicial are loc într-un interval de timp sensibil mai mic decît timpul $t_q = 10^{-6}$ s. Alte puncte și anume, cele corespunzătoare frontului răspunsului indicial, se obțin pentru valori ale timpului

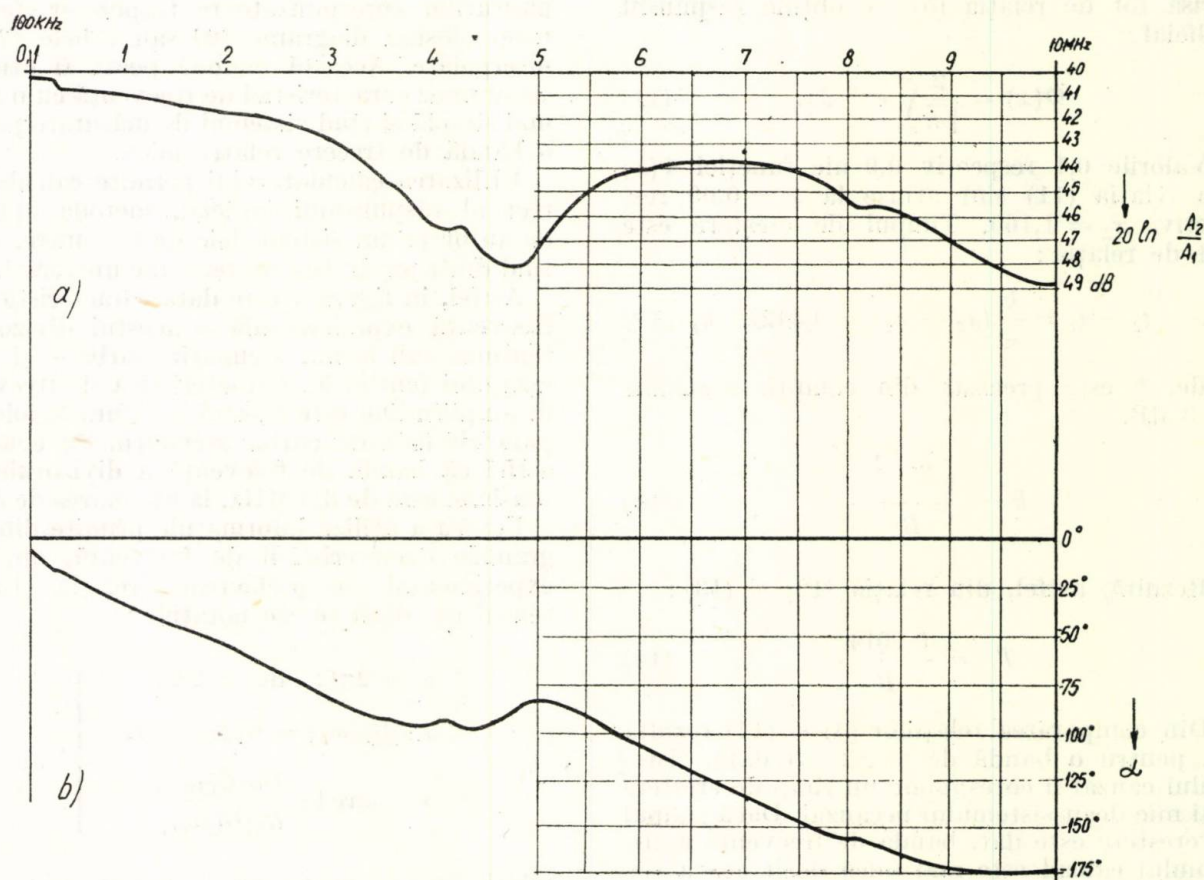


Fig. 4. Caracteristica de frecvență ca atenuare (a) și fază (b), a unui divizor de tensiune universal.

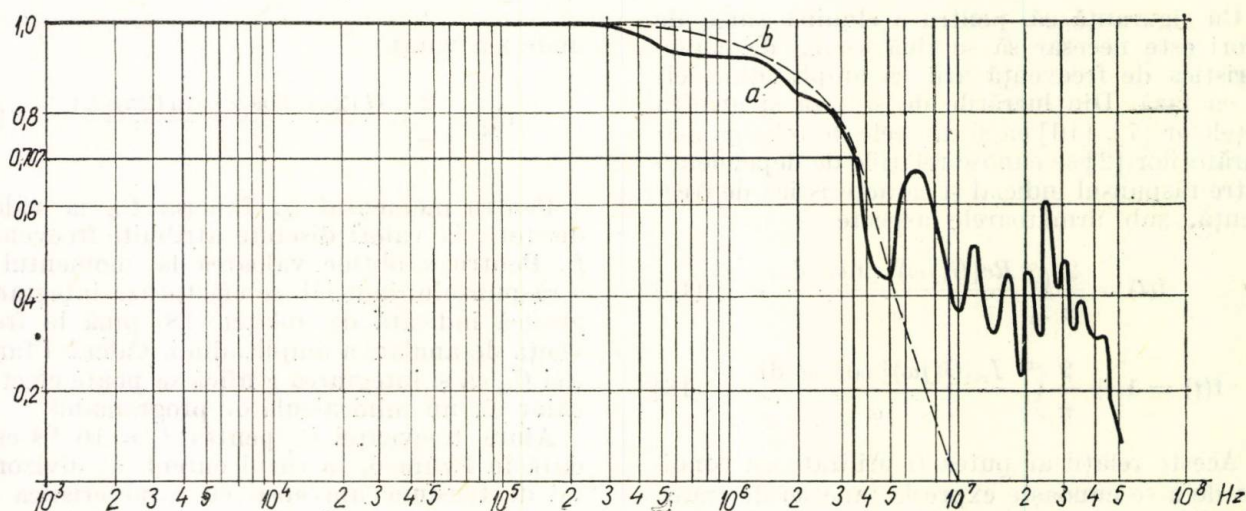


Fig. 5. Caracteristica de frecvență în amplitudine a unui divizor de tensiune universal:
a—curba experimentală; b—curba de tip Gauss cu aceeași amplitudine, la 3,3 MHz, cu curba a.

$t_d = 5, 10, 20 \dots 200$ ns. În acest mod s-a obținut răspunsul indicial din figura 7, cu timpul de creștere de 93 ns. În tabelul 1 se prezintă comparativ valori ale timpului de creștere, calculate cu relațiile (3) și (14), ca și timpul

de creștere calculat prin integrarea grafică a funcției C_{iq} . Rezultatul corect, obținut prin integrarea grafică a funcției C_{iq} este cuprins între valori extreme date de relația (3) a sistemului necauzal și de relația (14) a sistemului cauzal.

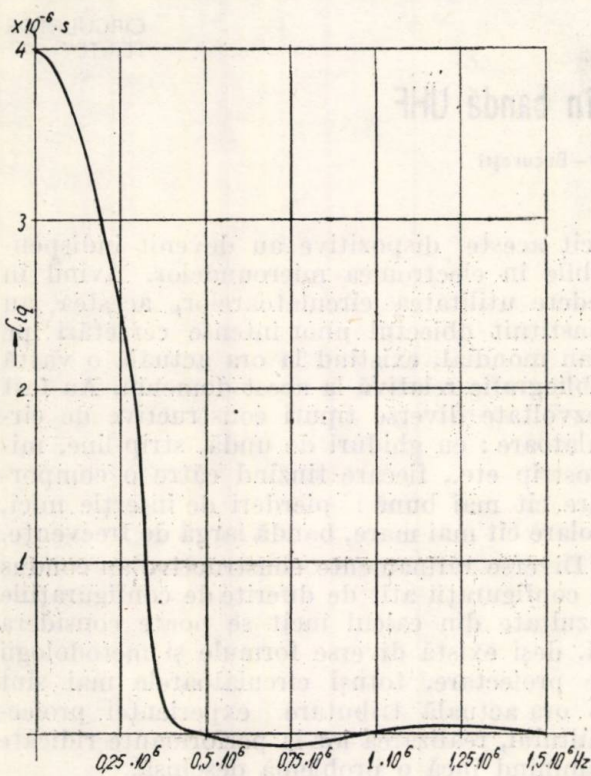


Fig. 6. Funcția C_{iq} pentru $q = 1 \mu s$.

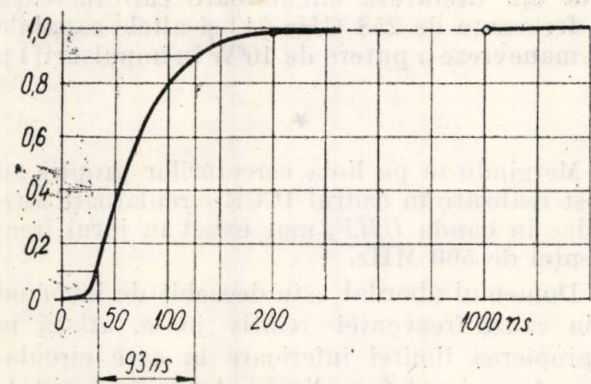


Fig. 7. Răspunsul indicial calculat cu ajutorul caracteristicilor de frecvență: $T_{cr} = 93 \text{ ns}$.

Tabelul 1

Valori ale timpului de creștere

Relația (3)	Relația (14)	Figura 7
$T_{cr} \text{ 103 ns}$	61 ns	93 ns

5. Concluzii

În cazurile în care banda de frecvență a unui sistem de măsurare este largă, se poate calcula timpul de creștere, din caracteristica de frecvență printr-o metodă nouă, propusă de autor. După această metodă se rezolvă, cu ajutorul calculatorului, probleme complexe în care se ține seama de faptul că sistemul de măsurare nu este cu fază minimă.

BIBLIOGRAFIE

[1] Schwab, A. *Hochspannungsmesstechnik*. Springer-Verlag, Berlin, Heidelberg—New York, 1969.

[2] Asner, A. M. *Stosspannungs-Messtechnik*. Springer-Verlag, Berlin—Heidelberg—New York, 1974.

[3] Publication 60—1, 60—2, 60—3. *Techniques des essais, à haute tension*. CEI Genève 1973—1976.

[4] Hortopan, G., Hortopan, V. *Șunturi și divizoare de tensiune*. Ed. tehnică, București, 1977 (în curs de apariție).

[5] Wolf, H. Über den Zusammenhang zwischen Bandbreite und Anstiegszeit. In: *Elektronik*, 1963, H. 10, S. 303—308.

[6] Hölzler, E., Holzwarth, H. *Theorie und Technik der Pulsmodulation*. Springer Verlag, Berlin Göttingen/Heidelberg 1957.

[7] Zweke, G., Ionkin, P., Netushil, A., Strakov, S. *Analysis of electric circuits*. Mir Publishers, Moscow, 1969.

[8] Iahnke, Emde, Lösche. *Tafeln hoherer Funktionen*. B.G. Teubner. Verlagsgesellschaft, [Stuttgart, 1960.

[9] Krauss, M., Woschni, E. G. *Messinformationssysteme*-VEB Verlag, Berlin, 1975.

[10] Gille, J., Decaulne, P., Pelegrin, M. *Théorie et calcul des asservissements linéaires*. Dunod, Paris, 1971.

Circulator strip-line în bandă UHF

SAJIN GHEORGHE*—București

În proiectarea și realizarea sistemelor de frecvențe foarte înalte, interconectarea diverselor părți ale circuitelor prezintă o importanță deosebită, deoarece un semnal care se propagă între două componente neadaptate suferă pierderi și distorsiuni datorită reflexiilor. O componentă foarte importantă pentru interconectarea diverselor părți ale sistemelor de microunde este circulatorul. Acesta transmite energia doar într-o direcție specifică, astfel încât între două componente între care se află intercalat efectul reflexiilor să fie neglijabil. Reprezentarea simbolică și funcționarea unui circulator în configurația tipică cu trei porți este indicată în figura 1. Semnalul ce intră pe la poarta 1 rezultă la poarta 2, poarta 3 fiind izolată.

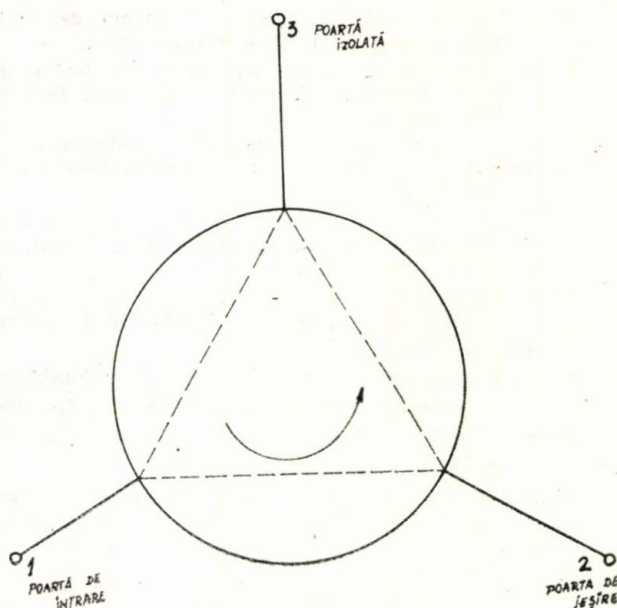


Fig. 1. Schema unui circulator cu trei căi.

Dacă se notează nivelele de putere la cele trei porți respectiv P_1 , P_2 , P_3 se definesc pierderile de inserție $P.I.$ ce au loc în circulator și izolarea I , astfel:

$$P \cdot I \cdot [\text{dB}] = 10 \lg \frac{P_2}{P_1}; I \cdot [\text{dB}] = 10 \lg \frac{P_3}{P_1}. \quad (1)$$

Bazate pe aceste proprietăți există o multitudine de aplicații ale circulatorilor, astfel

* Ing. Săjin, Gh. este cercetător științific la Institutul de cercetări pentru componente electronice-București.

încît aceste dispozitive au devenit indispensabile în electronica microundelor. Avînd în vedere utilitatea circulatorilor, acestea au constituit obiectul unor intense cercetări pe plan mondial, existînd la ora actuală o vastă bibliografie relativă la acest domeniu. Au fost dezvoltate diverse tipuri constructive de circulatori: cu ghiduri de undă, strip-line, microstrip etc., fiecare tinzînd către o comportare cît mai bună: pierderi de inserție mici, izolare cît mai mare, bandă largă de frecvențe.

Diverse rafinamente constructive au condus la configurații atît de diferite de configurațiile rezultate din calcul încît se poate considera că, deși există diverse formule și metodologii de proiectare, totuși circulatorii mai sînt la ora actuală tributare experienței proiectantului, realizarea lor la performanțe ridicate rămînînd încă o problemă deschisă.

Ca realizări de vîrf pe plan mondial se pot cita din literatură circulatori care lucrează la frecvența de 258 GHz [4] și altele capabile să manevreze o putere de 10⁶W în impulsuri [1].

*

Mergîndu-se pe linia cercetărilor proprii au fost realizate în cadrul ICCE circulatori strip-line în banda UHF, mai exact în jurul frecvenței de 500 MHz.

Domeniul abordat este deosebit de incomod din cauza frecvenței relativ joase, aflată în apropierea limitei inferioare la care circulatorii mai pot fi realizate. Acest domeniu de frecvențe necesită discuri de ferită cu diametre mari, greu de realizat tehnologic cu o omogenitate corespunzătoare. Tot din cauza dimensiunilor fizice nu pot fi folosite linii de adaptare în $\lambda/4$ pentru intercalarea circulatorului în sistem.

S-au folosit pentru proiectare datele oferite de Bosma [2] pentru o structură ca cea din figura 2. Considerînd cunoscute datele despre ferită ($4\pi M_s$: magnetizația de saturație, ΔH : lărgimea liniei de rezonanță a feritei; ϵ : permitivitatea), precum și frecvența de lucru, se pot calcula elementele tensorului permeabilitate:

$$\bar{\mu} = \mu_0 \begin{bmatrix} \mu & jk & 0 \\ -jk & \mu & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (2)$$

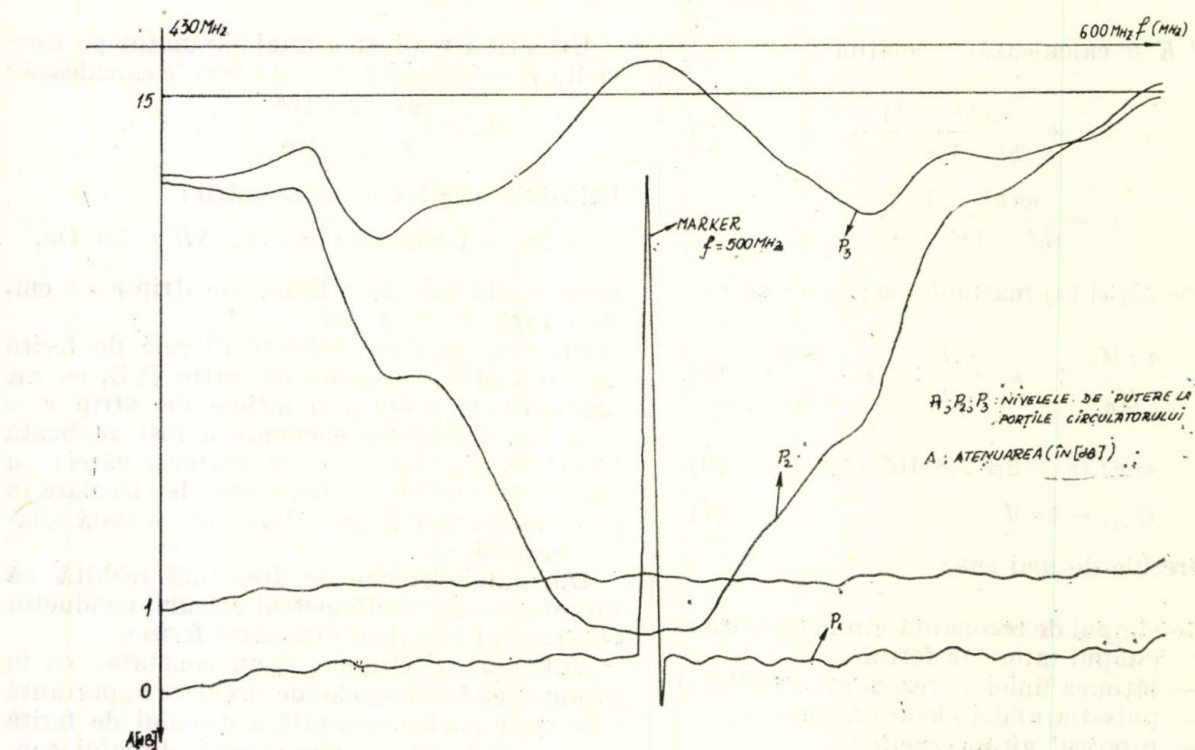


Fig. 4. Comportarea circulatorului strip-line în funcție de frecvență.

plină conturul configurației conductoare. Pe porțiunile de strip aflate în exteriorul feritei au fost prevăzute niște elemente de adaptare, sub forma unor șuruburi, prin intermediul cărora se poate varia capacitatea de intrare.

Accesul la cele trei porți ale circulatorului a fost făcut cu ajutorul unor mufe BNC. Cîmpul magnetic de polarizare a fost realizat cu ajutorul unor magneți permanenți, iar închiderea

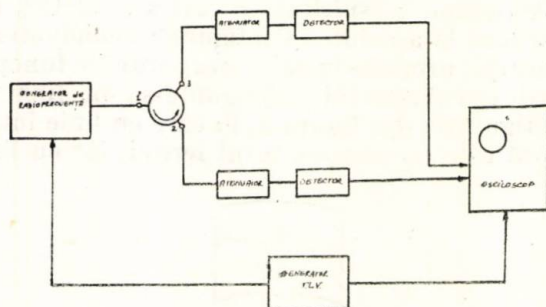


Fig. 5. Setul de măsură pentru circulator.

magnetică realizată din fier moale a fost concepută astfel încît să permită ajustarea cîmpului magnetic între anumite limite.

Construcția circulatorului este prezentată în figura 6. În figura 4 este ilustrată comportarea circulatorului în banda de frecvențe de 350—600 MHz. Experimentările au fost făcute utilizînd ca sursă de semnal un generator vobulat.

Schema bloc a montajului de test poate fi văzută în figura 5.

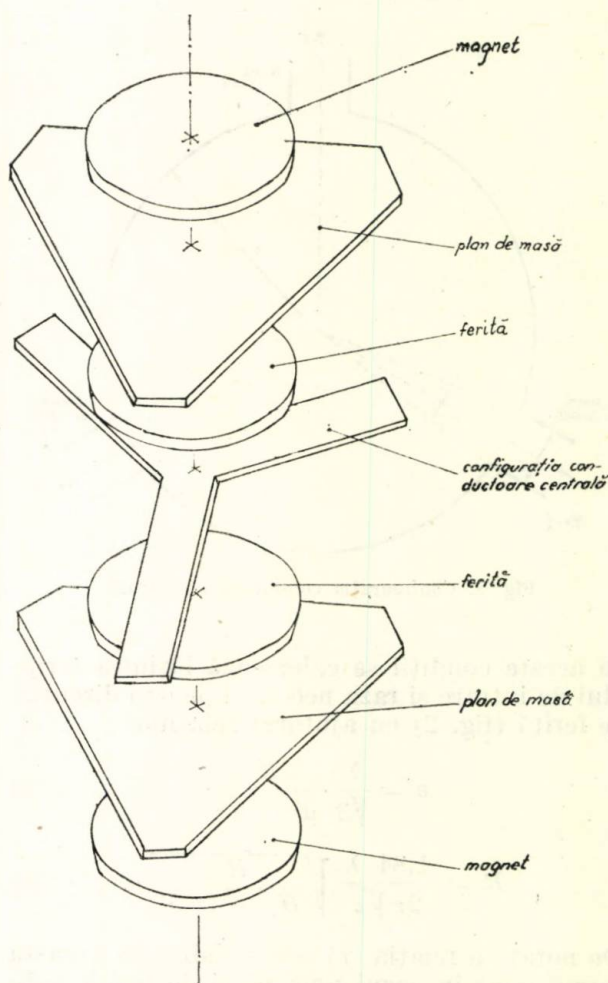


Fig. 6. Construcția unui circulator.

Montajul cuprinde, în afară de generatorul vobulat două atenuatoare, două detectoare, un osciloscop cu două spoturi pentru vizualizarea simultană a semnalelor de la cele două porți.

Baleiajul, atît al frecvenței generatorului, cît și al osciloscopului se face simultan de la un generator de tensiune-rampă.

★

Avînd în vedere faptul că la realizarea lui au fost utilizate doar materiale produse în țară și că performanțele sale se apropie de cele ale unor dispozitive similare produse de firme cu tradiție în domeniu, circulatorul strip-

line în banda *UHF* vine să întregască gama de componente produse realizate prin cercetare proprie.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Edward, E., Decamp, Robert, M. True. 1 Mw four — port *E — plane junction circulator*. In: IEEE Transactions on M.T.T., jun. 1971, p. 100—103.
- [2] Henk, Bosma. *On strip-line Y — circulation at U.H.F.* In: IEEE Transactions on M.T.T., jun. 1964, p. 61—72.
- [3] Shojiro, Nakahara, Nobutake, Orime. *Broad — band strip-line miniature circulators*. In: Mitsubishi Denki Laboratory Report, vol. 11, nr. 1—2.
- [4] Lifbe, H. J., Senitzky, B. *Y junction circulator at 258 GHz*. In: IEEE Transactions on M.T.T., March 1967, p. 190—191.

CZ 621.38.001 (074.3)

CARACTERISTICI DE IEȘIRE
CVASISATURAȚIE
TRANZISTOARE BIPOLARE

Cvasisaturația în tranzistoarele bipolare. Modelare fizică

ANDREI MIHNEA, DĂNUȚ OLTEANU* — București

Introducere

Pentru tranzistoarele bipolare, fenomenele implicate de densitățile mari de curent în joncțiunea colector bază au o influență remarcabilă asupra parametrilor esențiali: caracteristicile de ieșire, factorul de câștig în curent, frecvența de tranziție, capacitatea colector bază, fapt ce explică interesul deosebit arătat de literatura de specialitate pentru fenomenele considerate. KIRK [1], van der ZIEL și AGOURIDIS [2] au analizat aceste fenomene din două puncte de vedere diferite: cel unidimensional, baza indusă de curent [1] și cel bidimensional [2]. BEALE și SLATTER [3], CLARK [4] și apoi PALS și DE GRAAFF [5] au asociat unul dintre aspectele modelului unidimensional ale lui KIRK (cazul tensiunilor de colector mici), de fenomenul intrării în saturație al tranzistorului. În acest sens, lucrările [3], [4] și [5] afirmă că intrarea în saturație este însoțită de apariția și avansul în regiunea slab dopată a colectorului, a unei regiuni de injecție care funcționează ca o prelungire a bazei metalurgice. În plus, pentru cazul tensiunilor mari, lucrarea [5] descrie un fenomen analog de „bază indusă de curent” cauzat nu de intrarea în saturație ci de preponderența sarcinii spațiale a purtătorilor mobili în colector. Teoria dată de PALS și DE GRAAFF [5] a fost întărită într-o lucrare ulterioară de BOWLER și LINDHOLM [6] și

constituie, în fond, o reafirmare a teoriei inițiale a lui KIRK. În sfîrșit, DE GRAAFF a reluat aceste probleme în lucrarea [7] și a dat o descriere detaliată asistată de calculator a fenomenelor considerate.

Lucrarea de față își propune o prezentare simplificată a teoriei date în lucrările [7] și [6], precum și o detaliere a fenomenelor legate de tranziția din regiunea normală activă de funcționare în regiunea de cvasisaturație a tranzistorului bipolar, pe baza unui model fizic dezvoltat de autori.

1. Regiunea de saturație în planul caracteristicilor de ieșire ale tranzistoarelor bipolare

Planul caracteristicilor de ieșire pentru un tranzistor bipolar este prezentat în figura 1.

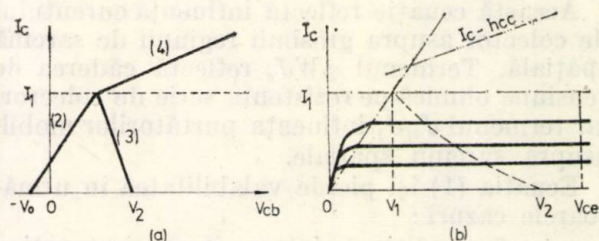


Fig. 1. Planul caracteristicilor de ieșire ale tranzistorului bipolar.

Într-o analiză simplistă acest plan poate fi împărțit în două domenii:

— regiunea activă normală, caracterizată prin polarizarea tranzistorului cu joncțiunea emitor-bază în direct și joncțiunea colector-bază în invers;

* Ing. Mihnea, A. și ing. Olteanu, D. sînt cercetători științifici la ICCE-București.

— regiunea de saturație, caracterizată prin polarizare în direct a ambelor joncțiuni.

O analiză mai aprofundată care ține seama de :

— gradul de „încălzire” a purtătorilor în regiunea colector, în funcție de condițiile concrete de lucru (anexa);

— posibilitatea ca joncțiunea colector-bază să fie diferit polarizată intern, față de polarizarea la terminale — colector neechipotențial, fapt ce conduce la constatarea că planul caracteristicilor prezintă mai multe domenii care trebuie tratate în mod distinct.

Evident că, dacă problema este tratată numeric, aspectele mai sus-menționate apar implicit în soluții. Lucrarea de față vizează o tratare analitică, care conferă o înțelegere fizică superioară a fenomenelor, precum și posibilitatea adaptării unor modele simplificate proprii calculelor ingineresti.

Ținând seama de cele din anexă, facem următoarea ipoteză cu privire la vitezele purtătorilor în regiunea colectorului [1] :

— în regiunea de sarcină spațială considerăm :

$$v_{dr} = v_{lim},$$

— în rest avem conducție ohmică, deci :

$$v_{dr} = \mu_0 E.$$

În aceste conducții, din ecuația lui Poisson rezultă :

$$x_2 = \frac{2\varepsilon}{qN_a} \left[\frac{V_{cb} + V_0 - \rho W J_c}{1 - J_c/J_1} \right]^{1/2}, \quad (1)$$

unde, x_2 este extinderea regiunii de sarcină spațială din colector;

$$J_1 = qN_a v_{lim};$$

V_0 este potențialul intern al joncțiunii.

Această ecuație reflectă influența curentului de colector asupra grosimii regiunii de sarcină spațială. Termenul $\rho W J_c$ reflectă căderea de tensiune ohmică pe rezistența serie de colector, iar termenul J_c/J_1 influența purtătorilor mobili asupra sarcinii spațiale.

Ecuația (1) își pierde valabilitatea în următoarele cazuri :

$x_2 = 0$, condiție de intrare în cvasisaturație :

$$V_{cb} + V_0 = \rho W J_c, \quad (2)$$

$x_2 = W$ condiția de extindere a regiunii de sarcină spațială în tot colectorul :

$$V_{cb} + V_0 = \rho W J + \frac{qN_a}{2\varepsilon} W^2 \left(1 - \frac{J_c}{J_1} \right). \quad (3)$$

În caracteristica (J_c , V_{cb}), ecuațiile (2) și (3) constituie limitele de valabilitate a modelului, care descrie regiunea de sarcină spațială și regiunea ohmică, presupunând că $J_c \leq J_1$ (fig. 1).

Dacă $J_c > J_1$, electronii mobili vor supercompensa donorii și semnul sarcinii spațiale sau al lui $\frac{dE}{dx}$ care va fi inversat. Cîmpul electric va avea valoare minimă la $x = 0$, valoare pe care o vom numi $E(0)$; ea trebuie să fie $\geq \rho J_1$ pentru a ne menține în limitele ipotezelor inițiale. Această condiție se traduce în următoarea condiție :

$$V_{cb} + V_0 = \rho W J_c + \frac{qN_a}{2\varepsilon} W^2 \left(\frac{J_c}{J_1} - 1 \right). \quad (4)$$

Valori ale lui V_{cb} mai mici decît cele indicate de ecuațiile (2) și (4) fac ca joncțiunea colector-bază să fie polarizată intern în direct și are loc injecția purtătorilor din bază în colector.

Ecuațiile (2), (3) și (4) corespund curbelor limită prezentate în figura 1a. Aceleași ecuații guvernează și planul (J_c , V_{ce}) din figura 1b, lucrarea [6]. În esență, diferențele sînt următoarele :

— În figura 1a este prezentat planul caracteristicilor (I_c , V_{cb}) în timp ce în figura 1b apare planul (I_c , V_{ce}). Acest fapt se repercutează și asupra ecuației (3) care este o dreaptă în figura 1a și degenerază într-o curbă în figura 1b :

— curba $I_c - h_{cc}$ din figura 1b are la bază o ecuație similară ecuației (4), în care, în locul condiției la limită s-a utilizat condiția la limită $E(0) = 0$.

Dacă discutăm în curent, atunci cînd I_c crește $E(0)$ scade. Pentru $I_c = I_{ca}$ presupunem că $E(0) = J_1$ și în calculul aproximativ se poate presupune că purtătorii sînt încă fierbinți. Aici plasează DE GRAAFF [7] dreapta limită în planul caracteristicilor (fig. 1a). Această afirmație nu este corectă deoarece pentru valori ale cîmpului mai mici decît E_1 și nu decît ρJ_1 purtătorii sînt deja călduți încă de la joncțiunea metalurgică $x = 0$, și pot deveni chiar ohmici pe măsură ce avansăm în colector.

Pentru $I_c = I_{cb} > I_{ca}$ presupunem că $E(0) = 0$ și aici plasează BOWLER și LINDHOLM [6] dreapta lor limită; I_{c-hcc} (fig. 1b). Eroarea este mult mai mare deoarece este contrazisă, presupunerea inițială pe baza căreia a fost dedusă expresia lui I_{c-hcc} și anume că în regiunea de sarcină spațială purtătorii sînt fierbinți și deci :

$$v_{dr} = v_{lim}.$$

Analiza prezentată mai sus pune în evidență valori de tensiuni și curenți care au caracter

critic în funcționarea tranzistorului. Aceste mărimi critice sînt:

$$I_1 = qN_d v_{lim} A,$$

curentul care ar rezulta din curgerea cu viteza limită v_s a tuturor purtătorilor în regiunea epitaxială:

$$I_2 = \frac{qN_d \mu_n (V_{cb} + V_0)}{W_c} A \cong \frac{V_{ce}}{R_c}.$$

La acest curent are loc trecerea din regiunea activă normală în evasisaturație. În literatură apar mai multe interpretări ale semnificației lui I_2 . Diferența dintre acestea are un caracter mai mult principal. WHITTIER și TREMER [8] consideră curba I_2 în planul (I_c, V_{ce}) ca fiind locul geometric al punctelor caracterizate prin aceea că joncțiunea este polarizată intern la echilibru, deci, întreaga tensiune V_{cb} , aplicată la terminale, cade pe porțiunea de mare rezistivitate a colectorului.

Avînd în vedere că modelul ar putea eventual să explice apariția unei mici injecții în colector chiar pentru curenți mai mici decît I_2 , se consideră că este mai judicios să se asocieze acestui curent situația în care densitatea purtătorilor injectați devine comparabilă cu majoritarii din colector. Această afirmație va fi aprofundată în prezentarea modelului fizic de intrare în evasisaturație:

$$V_1 = W_c \frac{v_s}{\mu_n} = R_c I_1.$$

Tensiunea care se obține din egalitatea $I_1 = I_2$ este o constantă pentru un anumit dispozitiv și depinde de grosimea și rezistivitatea stratului epitaxial. O valoare orientativă a acestei mărimi corespunde la $1V/\mu m$ de strat epitaxial [6]. Dacă în ecuațiile (2) și (3) se ține seama de expresia lui V_1 , putem defini două regiuni distincte de funcționare a joncțiunii colector-bază:

— pentru $V_{ce} < V_1$, pe măsură ce curentul de colector crește, regiunea de sarcină spațială a joncțiunii colector-bază se îngustează;

— pentru $V_{ce} > V_1$, cu creșterea curentului de colector, regiunea de sarcină spațială a joncțiunii colector-bază se extinde, putînd invada întregul strat epitaxial în condițiile definite de ecuația (3);

— acest mod de funcționare este limitat la situația $V_{ce} < V_2$, unde:

$$V_2 = \frac{qN_d W_c^2}{2\varepsilon},$$

V_2 este tensiunea la care are loc extinderea regiunii de sarcină spațială în tot stratul epitaxial, pentru un curent $I_c = 0$.

Sub rezervele prezentate chiar la definirea sa, putem considera ca o mărime critică și curentul:

$$I_{c-hcc} \cong I_1 + I_2 \frac{V_1}{V_2},$$

care este evidențiat în lucrarea [6]. Acesta este curentul la care avem îndeplinită condiția la limită $E(0) = 0$. Ținînd seama de prezentarea din lucrarea [7], ecuația (4) definește un curent critic $I_c - h_{cc}$, corespunzător condiției la limită $E(0) = \rho J_1$.

Dreptele I_2 și $I_c - h_{cc}$ reprezentate în planul caracteristicilor de ieșire ale tranzistorului, prin ecuațiile (2) și (4), constituie frontiera între regiunea activă normală și regiunea de evasisaturație.

2. Modelul fizic al intrării în evasisaturație

În cele ce urmează se prezintă un model fizic care descrie fenomenele asociate trecerii tranzistorului din regiunea activă normală în evasisaturație.

Ipoteze generale

1. Se consideră un tranzistor *n-p-n* cu colectorul slab dopat în raport cu baza.

2. Se consideră situația de nivel mic de injecție în bază.

3. Se presupune că fluxul principal de electroni prin bază este unidimensional.

Considerînd planul caracteristicilor de ieșire ale unui tranzistor, ne vom plasa pe o curbă de $V_{BE} = \text{const}$ și vom alege o succesiune de puncte pentru a ilustra trecerea dispozitivului din regiunea normală activă în evasisaturație (fig. 2).

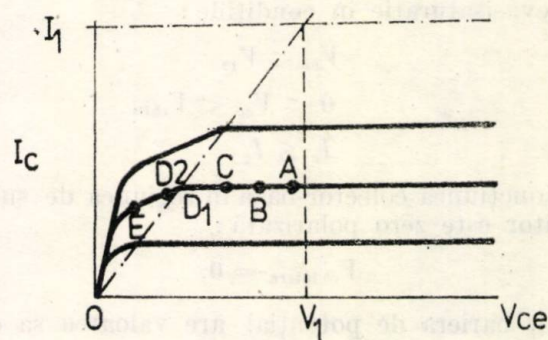


Fig. 2. Trecerea din regiunea activă normală în regiunea de saturație pe o caracteristică (I_c, V_{ce}) , la V_{be} constant.

Punctul A este plasat în regiunea activă normală a caracteristicii în condițiile:

$$V_{ce} < V_1,$$

$$V_{cb} > 0,$$

$$I_c < I_{c-hcc}.$$

Joncțiunea colector-bază este polarizată în invers pe toată aria ei. În colector apar două regiuni distincte :

- o regiune de sarcină spațială,
- o regiune neutră cu caracter ohmic.

Fluxul de electroni este unidimensional și în colector, cu posibilitatea efectului „spreading”. Fluxul de goluri este important numai în bază și este perpendicular pe fluxul principal de electroni. Cîmpul electric este negativ și are o alură scăzătoare în regiunea de sarcină spațială, în timp ce în regiunea neutră este constant (ohmic). În aceste condiții, diagrama schematică a cvasinivelurilor Fermi este prezentată în figura 3 a.

Punctul B este plasat, de asemenea, în regiunea activă normală a caracteristicii în condițiile :

$$V_{ce} < V_1,$$

$$0 < V_{cb} < V_{cbA},$$

$$I_c < I_2.$$

Joncțiunea colector-bază nu mai este polarizată uniform pe toată aria ei, deci, colectorul nu este echipotential. În regiunea de sub emitor, joncțiunea colector-bază este polarizată uniform la o tensiune $V_{cb\text{ intern}}$ mai mică decât $V_{cb\text{ extern}}$ datorită căderii de tensiune pe rezistența serie de colector. Pe măsură ce înaintăm spre regiuni din afara subemitorului, tensiunea de polarizare internă tinde către $V_{cb\text{ extern}}$. Și în acest caz există o împărțire a colectorului într-o regiune de sarcină spațială și o regiune neutră, iar distribuțiile de cîmp și fluxurile de purtători sînt asemănătoare cu cele prezentate pentru punctul A.

Diagrama schematică a cvasinivelurilor Fermi este prezentată în figura 3 b.

Punctul C este plasat în vecinătatea intrării în cvasisaturație în condițiile :

$$V_{ce} < V_1,$$

$$0 < V_{cb} < V_{cbB},$$

$$I_c \lesssim I_2.$$

Joncțiunea colector-bază în regiunea de sub-emitor este zero polarizată :

$$V_{cb\text{ intern}} = 0,$$

deci, bariera de potențial are valoarea sa de echilibru.

Pe măsură ce înaintăm spre regiuni din afara subemitorului, tensiunea de polarizare internă tinde către V_{cb} .

Colectorul cuprinde o regiune de sarcină spațială îngustată sub emitor și o regiune neutră ohmică. În regiunea de sarcină spațială de sub emitor cîmpul are o distribuție de echilibru scăzătoare.

Diagrama schematică a cvasinivelurilor Fermi este prezentată în figura 3 c.

Punctul D_1 este plasat în vecinătatea intrării în cvasisaturație în condițiile :

$$V_{ce} < V_1,$$

$$0 < V_{cb} < V_{cbD_1},$$

$$V_{ce} = R_c I_c + \varepsilon,$$

$$I_c \approx I_2.$$

Joncțiunea colector-bază în regiunea de sub-emitor este ușor polarizată în direct :

$$V_{cb\text{ intern}} < 0,$$

în timp ce, în afara regiunii subemitorului, joncțiunea este practic polarizată la $V_{cb\text{ extern}} > 0$. Regiunea de sarcină spațială se îngustează în continuare, restul colectorului fiind ohmic.

Esential este faptul că, în această situație, apare fenomenul injecției de purtători minoritari în colector, dar se presupune că nivelul de injecție este încă mic.

Diagrama schematică a cvasinivelurilor Fermi este prezentată în figura 3 d_1 .

Punctul D_2 este plasat în regiunea de cvasisaturație în condițiile :

$$V_{ce} < V_1,$$

$$0 < V_{cb} < V_{cbD_2},$$

$$V_{ce} = R_c I_c - \varepsilon,$$

$$I_c > I_2.$$

Joncțiunea colector-bază în regiunea de sub-emitor este sensibil polarizată în direct :

$$V_{cb\text{ intern}} < 0,$$

în timp, în afara regiunii subemitorului, rămîne polarizată în invers la $V_{cb\text{ extern}} > 0$.

Regiunea de sarcină spațială este sugrumată, iar colectorul cuprinde :

- o regiune de injecție;
- o regiune neutră ohmică.

În regiunea de injecție, unde se presupune un nivel mare de injecție, cîmpul electric este foarte mic și crește pe măsură ce avansăm către regiunea ohmică.

Diagrama schematică a cvasinivelurilor Fermi este prezentată în figura 3 d_2 .

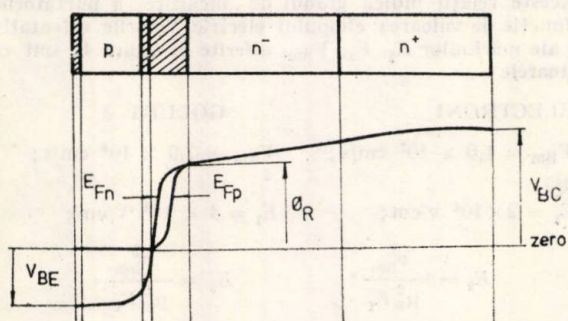
Punctul E este plasat în cvasisaturație, înspre regiunea de saturație în condițiile :

$$V_{ce} < V_1,$$

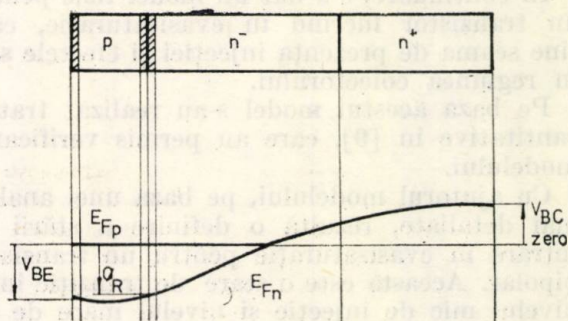
$$V_{cb} = 0,$$

$$I_c > I_2.$$

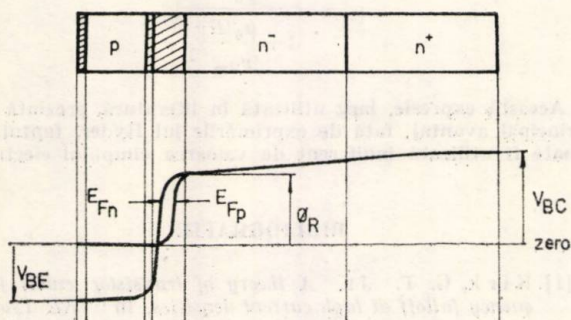
Joncțiunea colector-bază în regiunea de sub-emitor este polarizată în direct la nivel mare de injecție, în timp ce în afara regiunii de sub-emitor este zero polarizată, deci, bariera de potențial are acolo valoarea ei de echilibru.



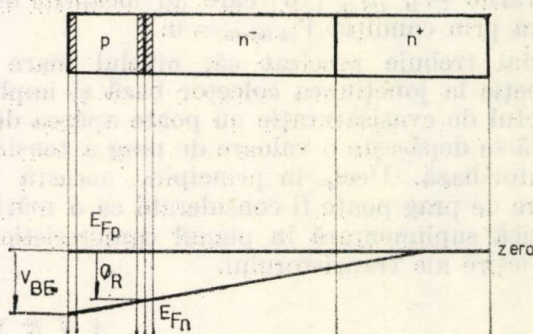
(a)



(d2)



(b)



(e)

Fig. 3. Variația calitativă a cvasipotentialilor Fermi în funcție de tensiunile aplicate la terminale.

Colectorul cuprinde, în principal, o regiune de injecție cvasineutră și de câmp mic.

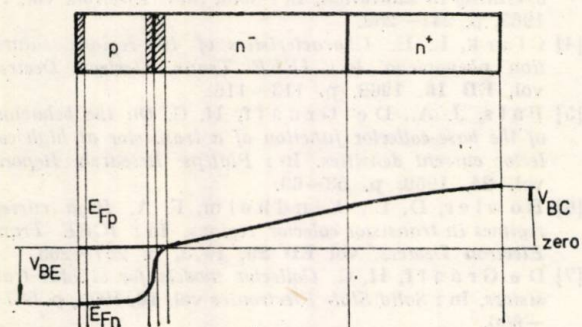
Diagrama schematică a cvasinivelurilor Fermi este prezentată în figura 3 e.

Ideile fundamentale ale modelului propus își păstrează valabilitatea și în regimul de saturație adâncă. În acest sens, intrarea în saturație adâncă corespunde invadării de către regiunea de injecție a întregului colector slab dopat în așa fel, încît la interfața acestuia cu substratul să avem nivel mare de injecție.

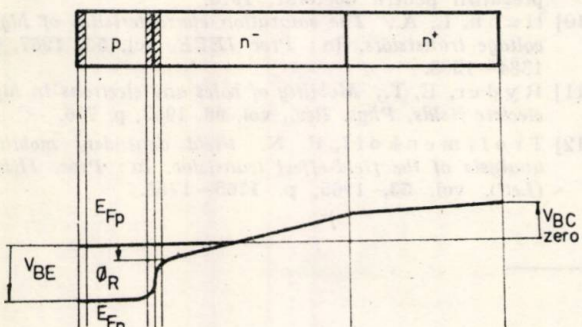
Pe măsura intrării în saturația adâncă, joncțiunea colector-bază devine direct polarizată pe întreaga sa arie la o tensiune din ce în ce mai mare. În consecință, apare ca fenomen specific devierea către contactul de bază a unei părți din ce în ce mai mari din fluxul principal, prin regiunile din afara subemitorului ale joncțiunii colector-bază care acționează ca o joncțiune normală polarizată în direct.

3. Concluzii

S-a făcut o prezentare generală a planului caracteristicilor de ieșire ale unui tranzistor, în care s-au precizat diferitele domenii de lucru și valorile critice care definesc frontierele dintre ele.



(c)



(d1)

În continuare, s-a dat un model fizic pentru un tranzistor lucrând în cvasisaturație, care ține seama de prezența injecției și efectele sale în regiunea colectorului.

Pe baza acestui model s-au realizat tratări cantitative în [9], care au permis verificarea modelului.

Cu ajutorul modelului, pe baza unei analize mai detaliate, rezultă o definiție a stării de intrare în cvasisaturație pentru un tranzistor bipolar. Aceasta este o stare de tranziție între nivelul mic de injecție și nivelul mare de injecție la granița dinspre bază a colectorului slab dopat.

După cum se constată, definiția prezentată aici diferă principal de definiția propusă de lucrările [4], [8], [10] care au localizat frontiera prin condiția $V_{cb\text{ intern}} = 0$.

Mai trebuie precizat că, nivelul mare de injecție la joncțiunea colector bază și implicit efectul de cvasisaturație nu poate apărea decît dacă se depășește o valoare de prag a tensiunii emitor-bază. Deci, în principiu, această valoare de prag poate fi considerată ca o mărime critică suplimentară în planul caracteristicilor de ieșire ale tranzistorului.

A N E X A

Dependența mobilității purtătorilor de concentrația de impurități și cîmpul electric

Variația mobilității în funcție de cîmpul electric

Poate fi aproximată prin relațiile lui RYDER [12].

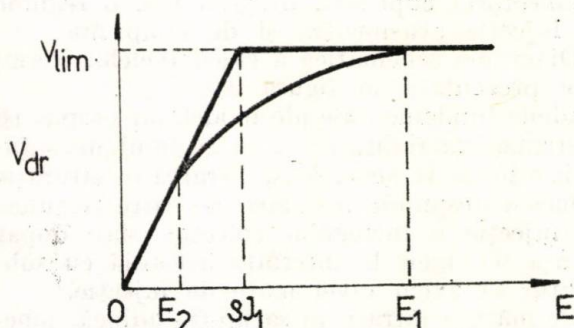


Fig. 4. Variația aproximativă a vitezei purtătorilor cu cîmpul electric.

Cu referire la figura 4 putem scrie:

$$\begin{aligned} v_{dr} &= \mu_0 E, & \text{pentru } E < E_2; \\ v_{dr} &= \mu_0 (E_2 E)^{1/2}, & \text{pentru } E_2 < E < E_1; \\ v_{dr} &= \mu_0 (E_1 E_2)^{1/2} = \rho \mu_0 J_1 = v_{lim} & \text{pentru } E > E_1. \end{aligned}$$

Aceste relații indică gradul de „încălzire” a purtătorilor în funcție de valoarea cîmpului electric. Valorile orientative [8] ale mărimilor E_1 , E_2 , V_{lim} , diferite în figura 4, sînt următoarele:

ELECTRONI

$$V_{lim} = 1,0 \times 10^7 \text{ cm/s};$$

$$E_1 = 2 \times 10^4 \text{ V/cm};$$

$$E_2 = \frac{v_{lim}^2}{\mu_n^2 E_1}.$$

GOLURI

$$V_{lim} = 7,0 \times 10^6 \text{ cm/s};$$

$$E_1 = 4 \times 10^4 \text{ V/cm};$$

$$E_2 = \frac{v_{lim}^2}{\mu_p^2 E_1}.$$

O altă expresie analitică aproximativă care exprimă variația mobilității purtătorilor cu cîmpul electric este aproximația polinomială dată de Trofimenkoff [12]:

$$\mu = \frac{\mu_0}{1 + \frac{\mu_0 |E|}{v_{lim}}}.$$

Această expresie, larg utilizată în literatură, prezintă ca principal avantaj, față de exprimările lui Ryder, faptul că poate fi utilizată indiferent de valoarea cîmpului electric.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Kirk, C. T. Jr. A theory of transistor cutoff frequency falloff at high current densities. In: *IRE Trans. Electron Devices*, vol. ED-9, 1962, p. 164–174.
- [2] Van der Ziel, A., Agouridis, D. The cutoff frequency falloff in UHF transistors at high currents. In: *Proc. IEEE (Lett)*, vol. 54, 1966, p. 411–412.
- [3] Beale, J. R. A., Slatter, J. A. G. The equivalent circuit of a transistor with a lightly-doped collector operating in saturation. In: *Solid State Electron*, vol. 11, 1968, p. 241–252.
- [4] Clark, L. E. Characteristics of two-regions saturation phenomena. In: *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. ED 16, 1969, p. 113–116.
- [5] Pals, J. A., De Graaff, H. C. On the behaviour of the base-collector junction of a transistor at high collector current densities. In: *Philips Research Reports*, vol. 24, 1969, p. 53–69.
- [6] Bowler, D. L., Lindholm, F. A. High current regimes in transistor collector regions. In: *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. ED 20, 1973, p. 257–263.
- [7] De Graaff, H. C. Collector models for bipolar transistors. In: *Solid State Electronics* vol. 16, 1973, p. 587–600.
- [8] Whittier, R. J., Tremere, D. A. Current gain and cutoff frequency falloff at high currents. In: *IEEE Trans. Electron Devices*, vol. ED 16, 1969, p. 39–57.
- [9] Olteanu, D. Modelarea tranzistoarelor de comutație pentru protecție asistată de calculator. Referat în cadrul pregătirii pentru doctorat, 1975.
- [10] Hahn, L. A., The saturation characteristics of high-voltage transistors. In: *Proc IEEE*, vol. 55, 1967, p. 1384–1388.
- [11] Ryder, E. T., Mobility of holes and electrons in high electric fields, *Phys. Rev.*, vol. 90, 1953, p. 766.
- [12] Trofimenkoff, F. N. Field dependent mobility analysis of the field-effect transistor. In: *Proc. IEEE (Lett)*, vol. 53, 1965, p. 1765–1766.

Expresii ale curentului de colector în cvasisaturație și utilizarea lor în modelarea și evaluarea tranzistoarelor bipolare

DĂNUȚ OLTEANU, ANDREI MIHNEA*—București

Introducere

Expresia curentului de colector este esențială în modelarea tranzistoarelor. Scopul acestei lucrări este de a determina o expresie a curentului de colector de o generalitate cât mai mare și care să fie dedusă în spiritul modelului fizic propus de autori pentru tranzistorul în cvasisaturație [1].

Expresii ale curentului de colector pentru tranzistoare polarizate în regiunea activă normală au apărut în literatura de specialitate odată cu efortul de modelare a dispozitivelor semiconductoare.

O primă expresie notabilă a fost formulată în cadrul modelului Ebers-Moll [2], care furniza pentru curentul de colector relația:

$$I_c = a_{21} \left[e^{\frac{q V_{eb}}{KT}} - 1 \right] + a_{22} \left[e^{\frac{q V_{cb}}{KT}} - 1 \right]. \quad (1)$$

Această expresie leagă curentul de colector de tensiunile aplicate joncțiunilor, termenii a_{21} și a_{22} fiind constanți pentru un dispozitiv dat. Evident, această relație este nesatisfăcătoare pentru studiul tranzistoarelor în cvasisaturație deoarece în dezvoltarea ei nu s-a ținut seama de o serie de fenomene specifice acestui mod de funcționare: efectele nivelului mare de injecție la joncțiunea colector-bază, nivelele reale de dopare a regiunii colectorului și bazei, efectul generării-recombinării în regiunea colectorului, natura bidimensională a curgerii curentului.

Moll și Ross [3] exprimă fluxul purtătorilor prin regiunea neutră a bazei sub forma:

$$I_c = \frac{q D_n n_i^2}{\int_{\text{baza}} N(x) dx} \left[e^{\frac{q V_{eb}}{KT}} - e^{\frac{q V_{cb}}{KT}} \right]. \quad (2)$$

Această relație, dedusă în condițiile: mobilitatea purtătorilor constantă în bază, recombinare nulă, concentrația purtătorilor în bază $p(x) \approx N(x)$, pune pentru prima oară în evidență influența profilului de impurități din bază asupra curentului de colector.

Cu ocazia elaborării modelării matematice a tranzistorului unidimensional în regim staționar, Gummel [4] reconsideră relația Moll-Ross

și încearcă o generalizare a ei. Expresia obținută:

$$I_c = \frac{q n_i^2}{\int_0^k \frac{1}{D_p(x)} n_i e^{\frac{q \psi(x)}{KT}} dx} \left[e^{\frac{q V_{eb}}{KT}} - e^{\frac{q V_{cb}}{KT}} \right], \quad (3)$$

constituie, în adevăr, o generalizare a relației Moll-Ross deoarece: face integrarea pe toată structura și nu pentru concentrația de impurități, ci pentru o funcție de ψ , consideră mobilitatea variabilă, pune condițiile la limită corect, numai la contacte. Totuși, în această expresie Gummel neglijează recombinarea.

Gummel [5] reia problema exprimării curentului de colector în tranzistoarele bipolare și în condiții de generalitate sporite obține cunoscuta relație:

$$I_c = -K \frac{e^{\frac{q V_{eb}}{KT}} - e^{\frac{q V_{cb}}{KT}}}{Q_B}, \quad (4)$$

care exprimă curentul de colector al tranzistorului în funcție de tensiunile aplicate celor două joncțiuni și de sarcina totală stocată în bază, Q_B , care va depinde de polarizarea dispozitivului într-o manieră dictată de profilul de dopare. Ecuația (4) poate fi rescrisă:

$$I_c = -a_{21} \left[e^{\frac{q V_{eb}}{KT}} - 1 \right] + a_{22} \left[e^{\frac{q V_{cb}}{KT}} - 1 \right], \quad (5)$$

cu:

$$a_{22} = -a_{21} = \frac{K}{Q_B},$$

care este forma ecuației Ebers-Moll. Dar, în timp ce în relația Ebers-Moll a_{21} și a_{22} erau, așa cum am arătat, constante, în relația lui Gummel (4) ei depind de polarizare, prin intermediul sarcinii din bază Q_B . Această dependență va conține efectele nivelului mare de injecție. Relația (4), care stă la baza modelului compact de tranzistor bipolar prezentat de Gummel și Poon [6], poate fi utilizată în caracterizarea tranzistorului polarizat în regiunea activă normală de funcționare, indiferent de nivelul de injecție.

Relațiile (1)÷(4), descrise mai sus, au fost utilizate cu succes în modelarea tranzistoarelor lucrând în regiunea activă normală.

* Ing. Olteanu, D. și ing. Mihnea, A. sînt cercetători științifici la ICCE-București.

În scopul modelării tranzistoarelor în regim de cvasisaturație vom extinde relația lui Gummel (4) și pentru acest regim.

1. Expresii ale curentului de colector în cvasisaturație

Calculul se va face pe baza modelului fizic și al ipotezelor general reprezentate în lucrarea [1].

Se consideră un tranzistor $n-p-n$ planar-epitaxial pentru care densitatea curentului de electroni (curentul dominant) se scrie:

$$J_n = q \cdot \mu_n \cdot n \cdot E + q D_n \frac{dn}{dx}. \quad (7)$$

Constanta de difuzie și mobilitatea purtătorilor sînt legate prin relația lui Einstein:

$$D_n = \frac{KT}{q} \mu_n. \quad (8)$$

Considerăm cîmpul electric suficient de mic încît multiplicarea în avalanșă a purtătorilor să poată fi neglijată. Pentru mobilitatea purtătorilor în funcție de cîmpul electric se adoptă expresia [1]:

$$\mu = \frac{\mu_0}{1 + \frac{|\mu_0| E}{v_s}}, \quad (9)$$

unde $\mu_0 \equiv \frac{qD_0}{KT}$ este mobilitatea de cîmp mic considerată independentă de dopare, iar v_s este viteza de drift maximă. Se introduce cantitatea $a(x)$ care este raportul dintre densitatea curentului de electroni în punctul x și densitatea curentului care curge la terminalul de colector:

$$a(x) = \frac{J_n(x)}{J_c}. \quad (10)$$

$$J_c = \frac{q D_0 n i^2 [-E_{Fn(x_c)} - E_{Fn(x_E)}]}{\int_{x_E}^{x_1} a(x') n i e^{-\psi(x')} dx' + \frac{D_0 n i}{v_s} \int_{x_E}^{x_1} a(x') \left| \frac{d\psi(x')}{dx'} \right| e^{-\psi(x')} dx'}. \quad (15)$$

Introducerea mărimii $a(x)$ reflectă considerarea fenomenului de generare-recombinare, căci în absența acestuia, pentru un tranzistor cu un factor de câștig în curent rezonabil, se poate considera cu o bună aproximație că: $a(x) = 1$ peste tot în regiunea bazei. Extinderea acestei aproximații la regiunea de injecție care apare în colector pe măsură ce tranzistorul intră în cvasisaturație, presupune că în regiunea de injecție cvasinivelul Fermi pentru goluri este

aproximativ constant (fig. 1). Se utilizează relația:

$$E(x) = - \frac{KT}{q} \cdot \frac{d\psi}{dx}, \quad (11)$$

unde, ψ este potențialul electrostatic exprimat în unități de $\frac{KT}{q}$.

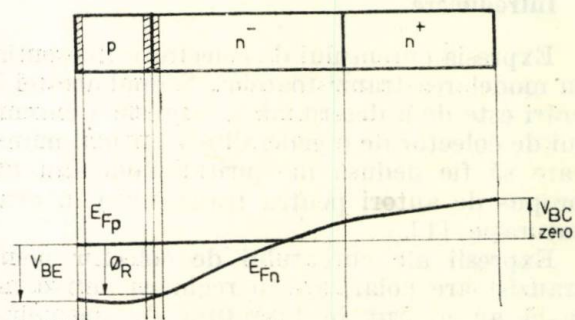


Fig. 1. Variația calitativă a cvasipotențialelor Fermi pentru un tranzistor în cvasisaturație.

Considerînd notațiile anterioare, soluția ecuației (7) va fi:

$$n(x) = n(x_1) e^{\psi(x) - \psi(x_1)} + \frac{J_c}{q D_0} \int_{x_1}^x a(x') e^{\psi(x) - \psi(x')} dx' + \frac{J_c}{q v_s} \int_{x_1}^x a(x') \frac{d\psi(x')}{dx} e^{\psi(x) - \psi(x')} dx'. \quad (12)$$

Ecuația (12) este valabilă pentru orice pereche de puncte x_1 și x . Dacă considerăm: $x_1 = x_E$ interfața bazei neutre cu regiunea de sarcină spațială emitor-bază și $x = x_I$ interfața între regiunea de injecție și restul regiunii de colector iar:

$$p(x) = n i e^{E_{Fp(x)} - \psi(x)}; \quad (13)$$

$$n(x) = n i e^{\psi(x) - E_{Fn(x)}}, \quad (14)$$

atunci din ecuația (12) rezultă:

Ecuația (15**) comportă o simplificare esențială, avînd în vedere reprezentarea schematică din figura 1. Integralele de la numitorul ecuației

** Notă

Așa cum a arătat Gummel [5], analiza ecuației (15) permite următoarea observație interesantă: la nivel mic de injecție, deci, pentru curenți suficient de mici încît grosimea bazei să fie independentă de curent, efectul faptului că v_s este considerat finit asupra curentului de colector este echivalent cu o lărgire a bazei cu $\frac{2 D_0}{v_s}$.

(15) vor da o contribuție importantă în special în acea porțiune a intervalului (x_E, x_i) , în care $\psi(x)$ își atinge valoarea sa maximă. Vom considera că aceasta se întâmplă în jurul unui punct $x = x_m$, unde avem valorile $\psi(x) = \psi_m$ și $a(x) = a_m$.

În aceste condiții putem scrie :

$$\begin{aligned} \frac{D_0 n i}{v_s} \int_{x_E}^{x_i} a(x') \left| \frac{d\psi(x')}{dx'} \right| e^{-\psi(x')} dx' &\simeq \\ &\simeq \frac{2a_m D_0 n i}{v_s} e^{-\psi_m}, \\ \int_{x_E}^{x_i} a(x') n i e^{-\psi(x')} dx' &= \int_{x_E}^{x_i} a_m n i e^{-\psi_m} dx = \\ &= a_m \cdot n i \cdot W \cdot e^{-\psi_m}, \end{aligned}$$

unde, cu W s-a notat grosimea „bazei extinse”. Compararea celor două integrale de la numitorul ecuației (15) revine la a compara mărimile $\frac{2 D_0}{v_s}$ și W .

Pentru siliciu $\frac{2 D_0}{v_s} \simeq 200 \text{ \AA}$. Această lungime este mică în comparație cu grosimea „bazei extinse” chiar pentru tranzistoarele de înaltă frecvență. În consecință putem scrie :

$$\begin{aligned} \int_{x_E}^{x_i} a(x') n i e^{-\psi(x')} dx' &\gg \\ &\gg \frac{D_0 n i}{v_s} \int_{x_E}^{x_i} a(x') \left| \frac{d\psi(x')}{dx} \right| e^{-\psi(x')} dx'. \end{aligned} \quad (16)$$

La rezultatul prezentat în ecuația (16) s-ar fi putut ajunge în mod direct dacă în ecuația (15) s-ar fi considerat $v_s \rightarrow \infty$, deci $\mu \equiv \mu_0$. Calculul de mai sus este mai precis un calcul care ar fi pornit de la ipoteza $\mu = \mu_0$, contrar ecuației (9), chiar dacă expresia lui J_c este formal identică în cele două cazuri. Utilizarea ecuației (9) duce la obținerea unor valori mai corecte pentru x_i și $\psi(x)$, care intervin la expresia curentului de colector.

În continuare definim tensiunile pe joncțiuni astfel :

$$V_{eb} = \frac{KT}{q} [E_{Fp} - E_{Fn}(x_E)], \quad (17)$$

$$V_{cb} = \frac{KT}{q} [E_{Fp} - E_{Fn}(x_C)]. \quad (18)$$

În aceste relații am ținut seama de presupunerea generală a modelului că cvasipotențialul Fermi pentru goluri, E_{Fp} , este practic constant

în bază și în regiunea de injecție. Înmulțind ecuația (15) cu $e^{E_{Fp}}$ obținem :

$$J_c = q D_0 n i^2 \left[\frac{e^{E_{Fp} - E_{Fn}(x_E)} - e^{E_{Fp} - E_{Fn}(x_i)}}{\int_{x_E}^{x_i} a(x') n i e^{E_{Fp} - \psi(x')} dx'} \right]. \quad (19)$$

Introducem prin definiție valoarea medie a lui $a(x)$:

$$\langle a \rangle = \frac{\int_{x_E}^{x_i} a(x) n i e^{E_{Fp} - \psi(x)} dx}{\int_{x_E}^{x_i} n i e^{E_{Fp} - \psi(x)} dx}, \quad (20)$$

și ținând seama că :

$$\begin{aligned} n i e^{E_{Fp} - \psi(x')} &= n(x'); \quad \int_{x_E}^{x_i} n(x') dx' = \\ &= q_T \cdot \frac{1}{q}; \quad E_{Fp} = E_{Fn}(x_i), \end{aligned}$$

relația (19) devine :

$$J_c = \frac{q^2 D_0 n i}{\langle a \rangle} \cdot \frac{e^{\frac{qV_{eb}}{KT}} - 1}{q_T}, \quad (21)$$

unde, q_T este densitatea de sarcină totală stocată în regiunea (x_E, x_i) .

Formal, putem scrie :

$$q_T = q_B + q_C, \quad (22)$$

unde, q_B este densitatea totală de sarcină în regiunea bazei metalurgice și q_C este densitatea totală de sarcină stocată în regiunea de injecție a colectorului (regiune de bază extinsă sau bază indusă de curent). Atunci, ținând seama și de relațiile :

$$I_C = J_c \cdot A; \quad Q_B = q_B \cdot A \quad \text{și} \quad Q_C = q_C \cdot A,$$

obținem relația finală :

$$I_C = K \frac{e^{\frac{qV_{eb}}{KT}} - 1}{Q_B + Q_C}, \quad (23)$$

unde :

$$K = \frac{(q \cdot n i A)^2 D_0}{\langle a \rangle}. \quad (24)$$

Menționăm că ecuațiile (21) ... (24) au fost obținute integrând ecuația (7) între limitele $x_1 = x_E$ și $x = x_i$. Se poate obține o altă relație pentru curentul de colector, integrând ecuația

(7) între limitele : $x_1 = x_E$ interfața bazei neutre cu regiunea de sarcină spațială emitor-bază ; $x = x_R$ interfața regiunii de injecție cu regiunea de sarcină spațială colector-bază, mergind pe calea propusă de Gummel [5]. Ținând seama de notațiile anterioare și urmînd aceeași procedură de calcul obținem :

$$I_C = qD_0 n i^2 \frac{\frac{qV_{be}}{KT} - \frac{qV_R}{KT}}{\langle a \rangle \cdot q_B}, \quad (25)$$

unde, V_R este tensiunea internă pe joncțiunea colector-bază definită astfel :

$$V_R = E_{FP} - E_{Fn}(x_R).$$

Din această expresie se poate deduce o relație similară cu (23) :

$$I_C = K \frac{\frac{qV_{cb}}{KT} - \frac{qV_R}{KT}}{Q_B}, \quad (26)$$

unde K este dat de relația (24).

DISCUȚIE. Din punct de vedere formal, ecuația (23) și relația „clasică” a lui Gummel [5] :

$$I_C = K \frac{\frac{qV_{cb}}{KT} - \frac{qV_{cb}}{KT}}{Q_B}, \quad (27)$$

sînt similare, în măsura în care se lucrează cu o grosime de bază echivalentă. Baza echivalentă ar fi alcătuită din două regiuni : baza efectivă și regiunea de injecție sau baza indusă de curent. Acestea se deosebesc între ele prin profil de dopare și tip de conductibilitate, dar din punct de vedere al variațiilor cvasipotentialilor Fermi și ale potențialului electric, ele ar putea fi considerate ca o regiune omogenă. Acest mod de a privi lucrurile este ilustrat, de fapt, în ecuațiile (21) și (22).

Expresia (23) obținută pentru condițiile specifice saturației arată dependența puternică a curentului dominant prin tranzistor de sarcina totală de purtători stocată în regiunea de injecție din colector. În acest fel, aprecierea calitativă și cantitativă a fenomenelor care au loc în tranzistorul saturat va fi controlată de valoarea acestui parametru.

Expresia (26) este formal identică cu ecuația lui Gummel (27), dar există o deosebire principală în definirea tensiunii pe joncțiunea colector-bază. În timp ce Gummel consideră tensiunea externă la terminale V_{cb} , relația (26) utilizează tensiunea internă pe joncțiunea colector-bază V_R .

Comparînd expresiile (23) și (26) se constată că ultima este mai generală în sensul că poate fi utilizată atît în regiunea activă normală cit și în cvasisaturație. Avantajul expresiei (23) constă în aceea că reflectă mai sugestiv fenomenul fizic al injecției și se pretează mai bine modelării prin metoda sarcinii.

Dezvoltarea expresiei curentului de colector în cvasisaturație prezentată anterior s-a făcut pe baza presupunerii curgerii unidimensionale a curentului dominant din tranzistor. Dacă această presupunere în condițiile modelului propus, este bine justificată pentru regiunile de emitor și bază, pentru regiunea colectorului ea comportă o serie de discuții.

Fluxul de curent dominant în regiunea epitaxială a colectorului poate fi considerat unidimensional cu o bună aproximație numai în cazul în care dimensiunile suprafeței de emitor sînt mult mai mari decît grosimea stratului epitaxial. Pentru tranzistoarele de frecvență relativ înaltă, cu geometria în benzi, această condiție nu se respectă. Din această cauză trebuie luat în considerație efectul „spreading”, adică defocalizarea liniilor de curent ale fluxului principal.

O tratare amănunțită a efectului „spreading” este furnizată de De Graaff [7], care studiază modul de calcul al rezistenței „spreading” în tranzistoarele cu geometria în benzi.

Pentru evitarea unor complicații matematice deosebite, vom recurge la o modelare a efectului „spreading”. Se va considera că fluxul principal în colectorul slab dopat se repartizează uniform într-o secțiune care crește cu creșterea adîncimii x . Dacă notăm aria acestei secțiuni cu $A(x)$ și aria emitorului cu A_e atunci funcția de modelare va fi :

$$f(x) = \frac{A(x)}{A_e}. \quad (28)$$

Curentul de colector se poate scrie :

$$I_C = J_C(x) A(x), \quad (29)$$

sau, ținînd seama de (10) și (28) :

$$J_n(x) = \frac{I_C}{A_e} \cdot \frac{a(x)}{f(x)}. \quad (30)$$

Refăcînd calculele prezentate anterior vom obține, pentru curentul principal prin tranzistor, următoarea expresie :

$$I_C = qD_0 n i^2 \frac{\frac{qV_{be}}{KT} - 1}{\frac{1}{A_e} \int_{x_E}^{x_i} \frac{a(x)}{f(x)} n(x) dx}. \quad (31)$$

Integrala de la numitorul ecuației (31) se poate prelucra astfel :

$$\frac{1}{A_e} \int_{x_E}^{x_i} \frac{a(x)}{f(x)} n(x) dx = \frac{1}{A_e} \int_{x_E}^{x_c} \frac{a(x)}{f(x)} n(x) dx + \frac{1}{A_e} \int_{x_c}^{x_i} \frac{a(x)}{f(x)} n(x) dx. \quad (32)$$

În domeniul cuprins între x_E și x_C unidimensionalitatea problemei se păstrează și, deci, $f(x) \equiv 1$. Atunci, utilizând o expresie de tip (20), obținem prima integrală din membrul drept al ecuației (32):

$$\frac{1}{A_e} \int_{x_E}^{x_C} \frac{a(x)}{f(x)} \cdot n(x) dx = \frac{\langle a \rangle}{q \cdot A_e} \cdot q_B. \quad (33)$$

În această situație ecuația (31) devine:

$$I_C = \frac{q^2 n i^2 D_0 \cdot A_e \left[e^{\frac{qV_{be}}{KT}} - 1 \right]}{\langle a \rangle \left[q_L + \frac{1}{\langle a \rangle} \int_{x_C}^{x_i} q \cdot \frac{a(x)}{f(x)} \cdot n(x) dx \right]}. \quad (34)$$

Dacă vom nota:

$$q_C = \frac{1}{\langle a \rangle} \int_{x_C}^{x_i} q \cdot \frac{a(x)}{f(x)} \cdot n(x) dx, \quad (35)$$

se va obține ecuația finală:

$$I_C = \frac{q^2 n i^2 D_0 A_e}{\langle a \rangle} \cdot \frac{e^{\frac{qV_{be}}{KT}} - 1}{q_B + q_C}. \quad (36)$$

Ecuația (36) este similară ca formă și ca semnificație fizică cu relația (23), dar ține seama de efectul „spreading” din regiunea colectorului slab dopat.

Evident că, utilizarea în practică a relației (36) comportă complicații matematice. Pentru fiecare caz particular va fi necesar să se determine expresia funcției de modelare $f(x)$, care depinde de geometria dispozitivului.

Un rezultat interesant se obține pentru cazul particular în care se neglijează efectul generării-recombinării, deci pentru $a(x) = 1$. În acest caz, expresia (34) se poate scrie:

$$I_C = \frac{q \cdot n i^2 D_0 \left[e^{\frac{qV_{be}}{KT}} - 1 \right]}{\frac{1}{q A_e} \cdot q_B + \int_{x_C}^{x_i} \frac{1}{A(x)} \cdot n(x) dx}. \quad (37)$$

și, ținând seama de relația generală:

$$\left\langle \frac{1}{A} \right\rangle = \frac{\int_{x_C}^{x_i} \frac{1}{A(x)} \cdot n(x) dx}{\int_{x_C}^{x_i} n(x) dx}, \quad (38)$$

se obține expresia:

$$I_C = q^2 n i^2 D_0 \frac{\left[e^{\frac{qV_{be}}{KT}} - 1 \right]}{\frac{1}{A_e} q_B + \left\langle \frac{1}{A} \right\rangle q_C}. \quad (39)$$

Relația (39) este interesantă deoarece sarcina stocată în regiunea de injecție este asociată cu o valoare medie a ariei din această regiune în timp ce sarcina stocată în bază este asociată cu aria de emitor A_e .

O formă mai compactă a ecuației (39), similară ecuației (21), este:

$$I_C = q^2 n i^2 \cdot \langle A \rangle^2 D_0 \frac{e^{\frac{qV_{be}}{KT}} - 1}{Q_T}, \quad (40)$$

dar în acest caz nu mai apare explicită asocierea sarcinilor stocate în regiunea de bază sau colector cu ariile respective.

2. Utilizarea expresiilor curentului de colector în evaluarea și modelarea tranzistoarelor

În acest capitol ne propunem să exemplificăm utilizarea expresiilor teoretice ale curentului de colector (23) și (26) în evaluarea și modelarea tranzistoarelor. Vom urmări modelarea caracteristicilor de ieșire în cvasisaturație și a rezistenței serie de colector, evaluarea rezistivității colectorului slab dopat și evaluarea timpului de viață.

2.1. Modelarea caracteristicii de ieșire și a rezistenței serie de colector și evaluarea rezistivității stratului epitaxial

Plecând de la ecuația (26) și de la ipotezele modelului fizic al tranzistorului în cvasisaturație [1], se obține:

$$V_{ce} = V_{be} - V_R + V_C I_C - 2 \frac{KT}{q} \cdot \frac{p(x_e)}{Nd} + \frac{KT}{q} \ln \frac{p(x_R)}{Nd}, \quad (41)$$

unde:

$$p(x_R) = n i e^{\frac{qV_R}{2KT}}; \quad (42)$$

— r_c este rezistența serie de colector în regim de cvasiechilibru. Ecuația (41) modelează caracteristica de ieșire a tranzistorului în condițiile de nivel mare de injecție în regiunea colectorului, situație proprie regimului de cvasisaturație.

După normalizări, ecuația (41) devine:

$$x = \frac{1}{2} \ln b - \frac{1}{4} \ln(1-y) + ay - b(1-y)^{1/2},$$

unde:

$$x = \frac{qV_{ce}}{2KT}; \quad y = \frac{I_C}{I_F}; \quad a = \frac{V_C I_F}{2KT/q}; \quad (43)$$

$$b = \frac{n i}{Nd} \left(\frac{I_F}{I_0} \right)^{1/2}; \quad I_0 = \frac{A e^2 q^2 n i^2 D_0}{Q_B}; \quad I_F = I_0 e^{\frac{qV_{be}}{KT}}.$$

Relația (43) cuprinde doi parametri: a și b , dependenți numai de structura dispozitivului la V_{be} constant. Astfel, avînd o caracteristică reală (I_c, V_{ce}), aceasta se poate normaliza și se pot găsi valori potrivite ale parametrilor a și b astfel încît curba teoretic dată de ecuația (43) să se suprapună peste curba experimentală. În felul acesta se poate calcula rezistența serie de colector r_c și concentrația de impurități N_d din stratul epitaxial pentru un tranzistor încapsulat.

Procedura descrisă mai sus este ilustrată în figura 2.

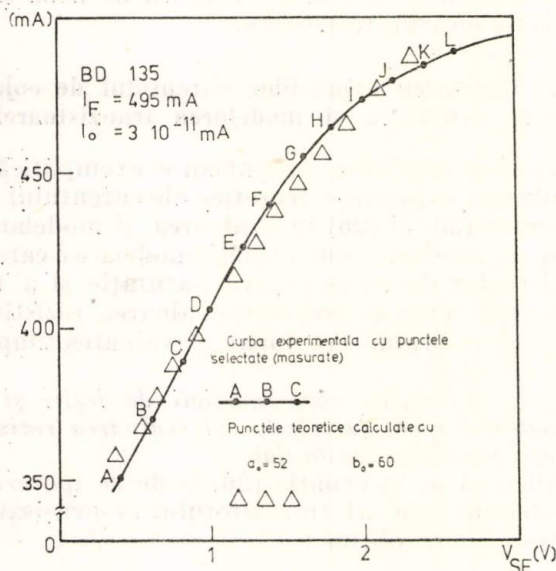


Fig. 2. Caracteristica de ieșire pentru un tranzistor BD135 în regim de cvasisaturație.

Aplicînd această metodă la tranzistoare fabricate în ICCE, s-au obținut valori de dopare în stratul epitaxial, determinate din măsurători, într-o bună concordanță, cu rezistivitatea cunoscută a materialului.

2.2. Evaluarea timpului de viață în colectorul slab dopat

Dacă ne plasăm pe o caracteristică de ieșire (I_c, V_{ce}) la V_{be} constant, constatăm că în regiunea activă normală curentul de bază are o valoare constantă I_{b0} . Pe măsură ce avansăm în cvasisaturație curentul de bază crește pe seama recombinării în regiunea de injecție din colectorul slab dopat.

Legea de variație a curentului de bază este :

$$I_b - I_{b0} = \frac{Q_c}{\tau}, \quad (44)$$

unde, Q_c este sarcina stocată în regiunea de injecție din colector;

τ este timpul de viață asociat colectorului slab dopat, în condiții de nivel mare de injecție.

Expresia curentului de colector va fi, conform ecuației (23) :

$$I_c = (A_e \cdot q \cdot n_i^2) D_0 \frac{e^{\frac{qV_{be}}{KT}} - 1}{Q_B + Q_c}. \quad (45)$$

Eliminînd Q_c din ecuațiile (44) și (45) obținem :

$$I_b = \left[\frac{(A_e \cdot q \cdot n_i^2) D_0 (e^{\frac{qV_{be}}{KT}} - 1)}{\tau} \right] \frac{1}{I_c} + \left[I_{b0} - \frac{Q_B}{\tau} \right]. \quad (46)$$

Termenii din parantezele pătrate sînt constanți pentru o structură dată la V_{be} constant și în ipoteza că nu avem încă nivel mare de injecție în bază.

Ecuația (46) poate fi reprezentată grafic sub forma unei drepte a cărei pantă și ordonată la origine furnizează informații cu privire la valoarea timpului de viață.

În figura 3 se prezintă rezultatele experimentale obținute pe un tranzistor de tip BF257 fabricat în ICCE.

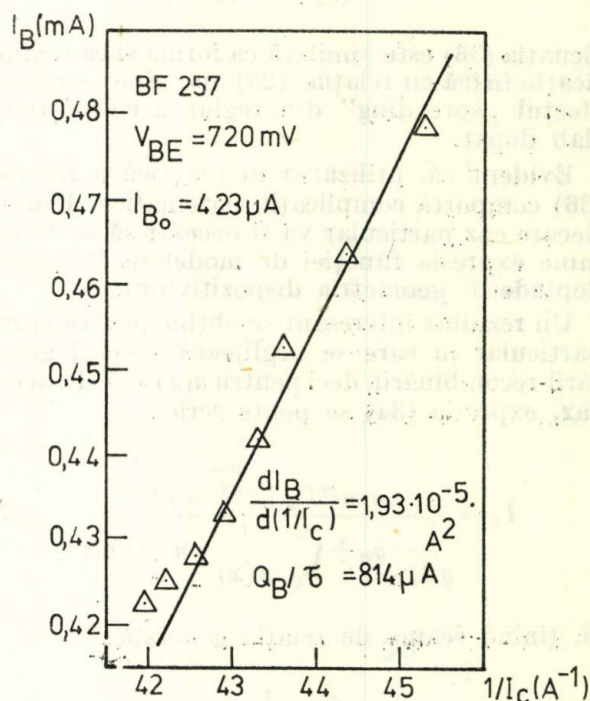


Fig. 3. Variația curentului de bază pe o caracteristică de V_{be} constant în cvasisaturație.

Disponerea punctelor experimentale $\left(I_b, \frac{1}{I_c} \right)$ pe o dreaptă constituie o confirmare a corectitudinii modelului propus. Pentru cazul concret prezentat în figura 4 se obțin valorile: $\tau = 0,89$ din valoarea pantei $dI_B/d(1/I_c)$, și $2,14 \mu s$ din valoarea ordonatei în origine.

3. Concluzii

Lucrarea prezintă o generalizare a relației dată de Gummel [5] curentului de colector, pentru cazul tranzistorului în cvasisaturație. S-au pus în evidență două expresii formal diferite ale curentului de colector în cvasisaturație și s-au analizat avantajele oferite de fiecare dintre ele în problemele de modelare. În acest cadru s-a indicat un mod de abordare a problemei defocalizării liniilor de curent în colector (efect „spreading”).

Expresiile curentului de colector prezentate s-au aplicat în vederea modelării caracteristicilor de ieșire ale tranzistoarelor, a determinării rezistenței serie de colector și a evaluării rezistivității și timpului de viață pentru colectorul slab dopat.

Rezultatele experimentale prezentate, confirmă modelul fizic al tranzistorului în cvasisaturație [1] și expresiile dezvoltate în această lucrare pe baza lui.

NOTAȚIILE PRINCIPALE UTILIZATE

A	— arie, în aproximația unidimensională;
A_e	— aria emitorului;
a_{11}, a_{21}	— parametri ai modelului Ebers-Moll;
a, b	— parametri normalizați care intră în expresia caracteristicii statice de ieșire, în regim de cvasisaturație;
$D_n(x)$	— constanta de difuzie a electronilor, considerată dependentă de concentrația de impurități și de cimpul electric;
D_{nB}	— constanta de difuzie a electronilor, mediată în bază;
$E, E(x)$	— cimp electric;
E_{Fn}, E_{Fp}	— cvasinivele Fermi pentru electroni și goluri, normalizate prin (kT) , în energie, sau prin (kT/q) în potențial;
I_b	— curentul de bază al tranzistorului;
I_c	— curentul de colector;
I_F	— curentul de colector corespunzător regimului normal activ;
I_0	— curentul de colector rezidual;

J_c	— densitatea de curent de colector;
J_n	— densitatea de curent de electroni;
$N(x)$	— concentrația de impurități;
n, p	— concentrații de electroni, respectiv goluri;
n_i	— concentrația de purtători ai materialului intrinsec;
q	— sarcina electronului în modul;
Q_B	— sarcina globală de purtători, de același tip (goluri sau electroni), stocați în baza metalurgică;
Q_C	— sarcina globală de purtători, de același tip, stocați în colectorul metalurgic;
V_{eb}	— tensiunea aplicată, emitor-bază;
V_{cb}	— tensiunea aplicată, colector-bază;
V_{ce}	— tensiunea aplicată, colector-emitor;
x	— coordonată frontală (perpendiculară pe joncțiuni), în structura tranzistorului;
X, Y	— tensiunea și curentul normalizate care intră în expresia analitică a caracteristicii de ieșire de cvasisaturație;
μ_n	— mobilitatea electronilor, considerată dependentă de concentrația de impurități și de cimpul electric;
ψ	— potențialul electrostatic, în unități (kT/q) .

BIBLIOGRAFIE

- [1] Mihnea, A., Olteanu, D. Cvasisaturația în tranzistoarele bipolare — modelare fizică. In: EEA Automatica și electronica **21**, nr. 4/dec 1977.
- [2] Ebers, J. J., Moll, J. L. Large signal behaviour of junction transistors. In: Proc. IRE, vol. **42**, 1954, p. 1761–1772.
- [3] Moll, J. L., Ross, I. M. The dependence of transistor parameters on the distribution of base layer resistivity. In: Proc. IRE, vol. **44**, 1956, p. 72–79.
- [4] Gummel, H. K. A self-consistent iterative scheme for one-dimensional steady state transistor calculations. In: I.E.E.E. Trans. Electron Devices, vol. **ED-11**, 1964, p. 455–465.
- [5] Gummel, H. K. A charge control relation for bipolar transistors. In: The Bell System Technical Journal, vol. **49**, 1970, p. 115–120.
- [6] Gummel, H. K., Poon, H. C. An integral charge control model of bipolar transistors. In: The Bell System Technical Journal, vol. **49**, 1970, p. 827–852.
- [7] De Graaff, H. C. Approximate calculations on the spreading resistance in multi-emitter structures. In: Philips. Res. Repts vol. **24**, 1969, p. 34–52.

CZ 631.396.645 : 681.3

AMPLIFICATOR DE PUTERE
PROGRAM DE CALCUL

CAPAC—Program pentru Calculul unui Amplificator de Putere Asistat de Calculator

DRAGOȘ ZAHARIA, VASILE MUNTEANU, TUDOR TACU* — București

Introducere

Cunoscând aceeași dezvoltare explozivă ca și domeniile apropiate ale electronicii, radiocomunicațiile se caracterizează, însă, printr-o particularitate, determinată de faptul că, dacă în ceea ce privește partea de recepție a echipamentelor de radiocomunicații, aceasta a urmat, în mod normal, etapele determinate de pro-

gresul tehnic (înlocuirea tuburilor cu tranzistoare și tranzistorilor cu circuite integrate), partea de emisie a acestor echipamente a suferit o oarecare rămânere în urmă.

Abia în ultimii ani, datorită progreselor tehnologice realizate (tranzistoare avind $P_a \geq 150$ W, $f_T \geq 300$ MHz au devenit comercial disponibile), problema realizării unor etaje de RF de putere mare, echipate cu tranzistori, a putut fi abordată cu mai mult succes. Astfel, amplificatoare de RF de putere „solid state” cu

* Ing. Zaharia, D. și ing. Munteanu, V. sînt cercetători la ICE, iar ing. Tacu, T. lucrează la Centrul de calcul al IPB.

$P_{ies} \geq 1$ kW sînt realizabile [1]. Proiectarea unor astfel de etaje implică însă calcule laborioase, precedate de o analiză temeinică a circuitului și o bună cunoaștere a tranzistorului. De cele mai multe ori, în aceste situații, o proiectare asistată de calculator se dovedește foarte utilă.

1. Modelul echivalent și seriarea ecuațiilor

Prezenta lucrare, avînd la bază modelul echivalent al tranzistorului și ecuațiile date în [2], își propune să prezinte listarea unui program destinat calculului principalilor parametri necesari în proiectarea unui etaj de RF de putere cu tranzistoare, montaj EC, funcționînd în clasa A, A-B, B sau C, bandă largă. Cu titlu exemplificativ schemele electrice ale unor etaje, funcționînd în clasa A, sau în B în contratimp, sînt prezentate în figura 1a, respectiv 1b.

Procedura de calcul adoptată conține, ca o primă etapă, înlocuirea tranzistoarelor din schema electrică a etajului cu un model echivalent. Se poate, astfel, constata că schemele amplificatoarelor din figura 1 se pot reduce, după neglijări justificate, la un circuit de tipul

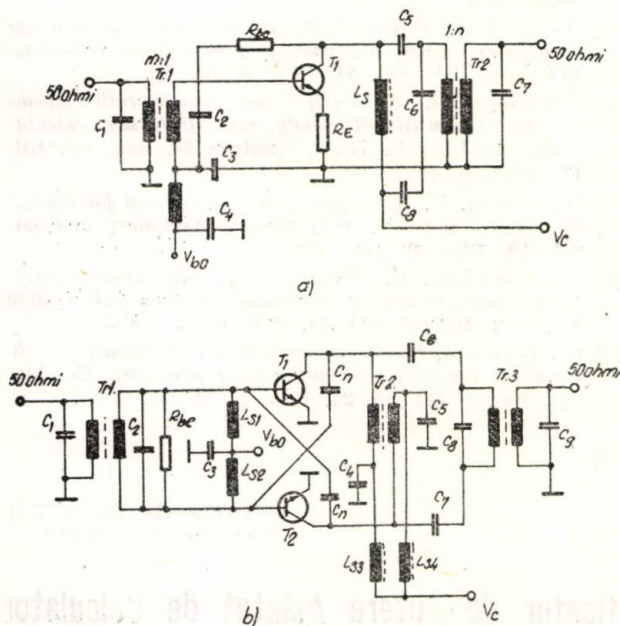


Fig. 1

celui prezentat în figura 2, în care unele elemente exterioare tranzistorului pot lipsi, în funcție de particularitățile schemei alese. Semnificațiile elementelor din această figură, precum și o prezentare a notațiilor folosite în cursul lucrării sînt date în anexa 1.

În cea de a doua etapă, procedura de calcul își propune ca, folosind circuitul prezentat în figura 2, și plecînd de la puterea internă de calcul P_{ot} , să stabilească din aproape în aproape nivelele de semnal necesare sau existente în

celelalte puncte. În funcție de acestea, pentru a exista transfer maxim de putere, sînt calculați parametri: R_i , X_i , R_L , C_L , G , P_i , V_c , ale căror valori afectează în mod determinant funcționarea etajului, și a căror variație în banda de lucru trebuie să fie precis cunoscută.

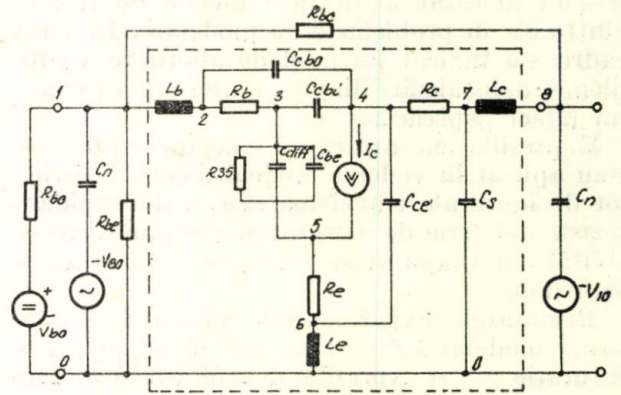


Fig. 2

Dintre relațiile de calcul folosite, o primă parte o constituie relații de definiție, sau relații rezultînd din ecuații Kirchhoff. Astfel, ținînd seama de faptul că pentru o sarcină complexă defazajul între i_c și v_{45} este diferit de 180° , și notînd cu $\emptyset$ defazajul între v_{45} și i_c minus 180° , se poate scrie:

$$i_c = \frac{2P_{ot}}{V_c \cdot \cos \emptyset} \quad (1)$$

Din considerații simple, se poate scrie, de asemenea:

$$v_{35} = 0,9 - V_{bo} + I_e R_e + I_b (R_{bo} + R_b),$$

sau:

$$v_{35} \approx 0,9 - V_{bo} + I_c \left(R_e + \frac{R_{bo} + R_b}{h_{FE}} \right).$$

În funcție de clasa de funcționare, i_c poate lua valori între I_c (clasa A) și $2I_c$ (clasa C), tipic $1,4I_c$ (clasa B). Atunci:

$$v_{35} = 0,9 - V_{bo} + i_c \left(R_e + \frac{R_{bo} + R_b}{h_{FE}} \right), \quad (2)$$

pentru clasa A, și:

$$v_{35} = 0,9 - V_{bo} + \frac{i_c}{1,4} \left(R_e + \frac{R_{bo} + R_b}{h_{FE}} \right), \quad (3)$$

pentru clasa B.

Considerînd v_{35} ca referință de fază se poate scrie:

$$v_{35r} = v_{35}, \quad (4)$$

$$v_{35t} = 0, \quad (5)$$

și prin definiție :

$$v_{45r} = -V_c \cdot \cos \varnothing, \quad (6)$$

$$v_{45i} = -V_c \cdot \sin \varnothing. \quad (7)$$

În mod similar, prin scrierea unor ecuații Kirchoff, sînt incluse în această categorie relațiile (12)...(58) din anexa 2.

O a doua parte a relațiilor de calcul o constituie relațiile avînd o justificare tehnologică, ca de exemplu :

$$C_{34} = 1,15 \cdot C_{cbi}, \quad (8)$$

$$C_{24} = 1,15 \cdot C_{cbo}, \quad (9)$$

$$C_{46} = 1,15 \cdot C_{ce}, \quad (10)$$

sau :

$$i_{35r} = i_c / h_{FE}. \quad (11)$$

În fine, o ultimă parte o constituie relațiile în care, cu ajutorul mărimilor calculate anterior, sînt determinați efectiv parametrii de calcul ce trebuie să fie cunoscuți. Aceste relații sînt în mare parte de definiție sau energetice. Astfel, în această categorie intră :

$$P_i = (v_{10r} \cdot i_{1r} + v_{10i} \cdot i_{1i})/2, \quad (61)$$

$$P_{out} = (v_{80r} \cdot i_{8r} + v_{80i} \cdot i_{8i})/2, \quad (62)$$

$$G = 4,343 \cdot \ln (P_{out}/P_i), \quad (67)$$

alături de relațiile (59), (60), (63)...(66) din anexa 2. Considerînd că relațiile (1)...(67) constituie un sistem liniar de ecuații, avînd o structură particulară, apare astfel evident că sistemul se pretează rezolvării pe calculator.

2. Prezentarea programului

Cîteva considerații legate de ecuațiile prezentate se fac necesare.

Mai întîi, pentru o putere de ieșire P_{nec} dată, procedura de calcul pornește de la puterea de calcul în punctul 5, P_{oi} . Considerînd, într-o primă aproximație, că $P_{oi} = P_{nec}$, la sfîrșitul calculului va rezulta o putere de ieșire $P_{out} \leq P_{nec}$. Pentru a aduce P_{out} la valoarea P_{nec} , a fost introdusă în program o secțiune de ajustare iterativă a puterii de ieșire.

În al doilea rînd, așa cum se arată în [2], [4], pentru amplificatoare în clasă B sau C, valoarea fazei $\varnothing$, pentru care cîștigul este maxim, este diferită de zero. Cu alte cuvinte, cîștigul tranzistorului este maxim pentru o impedanță de sarcină complexă, diferită de una pur rezistivă. Ținînd seama de aceasta în program a fost introdusă o secțiune care produce varierea fazei $\varnothing$ cu pași discreți de 5° , determină faza pentru care cîștigul este maxim și comandă tipărirea acestora. Astfel variația cîștigului G în funcție de faza $\varnothing$ calculată în prezentul program este prezentată în figura 3.

În final, ținînd seama de faptul că în unele aplicații este necesară funcționarea amplificatorului într-o bandă largă de frecvență, a fost prevăzută o contorizare a frecvenței, avînd

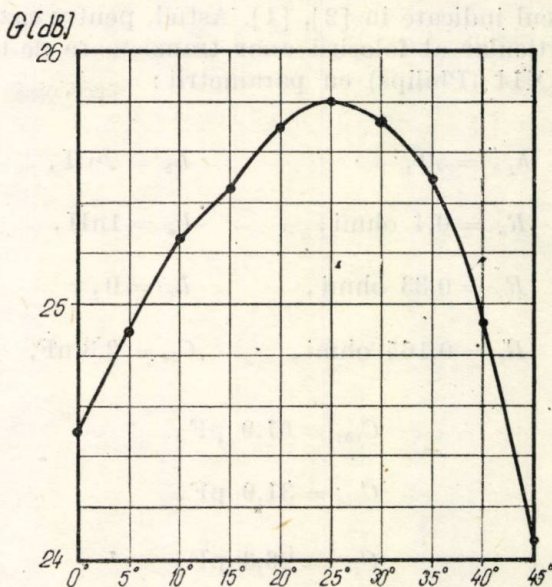


Fig. 3

ca efect rularea programului pentru un număr finit de frecvențe discrete, ceea ce face posibilă cunoașterea foarte precisă a dependenței cu frecvența a parametrilor de calcul necesari.

Avînd în vedere aceste elemente, organigrama programului este prezentată în figura 4, iar listarea programului este dată în anexa 2.

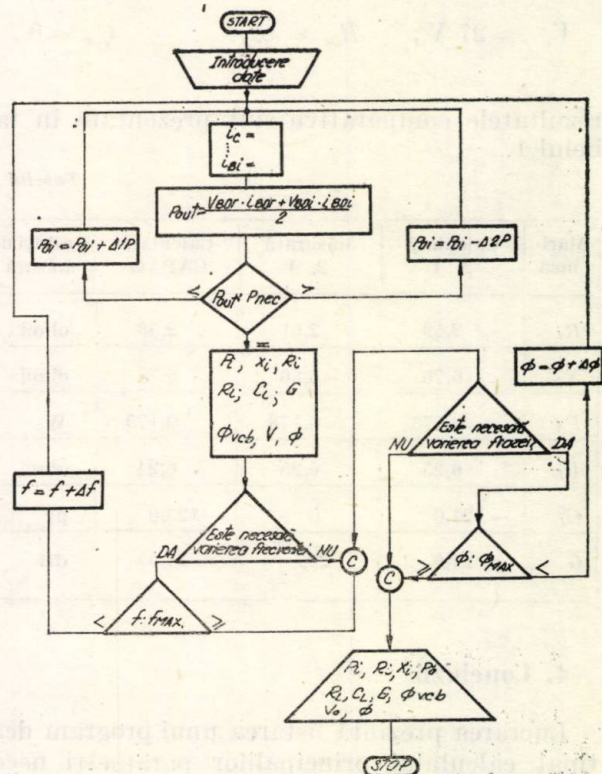


Fig. 4

3. Rezultate

Pentru verificarea programului s-a considerat necesar să se facă o comparație cu datele de calcul indicate în [2], [4]. Astfel, pentru cazul particular al folosirii unor tranzistoare de tip BLX14 (Philips) cu parametrii :

$$\begin{aligned} h_{FE} &= 50, & L_b &= 2\text{nH}, \\ R_b &= 0,4 \text{ ohmi}, & L_e &= 1\text{nH}, \\ R_e &= 0,33 \text{ ohmi}, & L_c &= 0, \\ R_c &= 0,165 \text{ ohmi}, & C_{be} &= 2,3 \text{ nF}, \end{aligned}$$

$$C_{cbi} = 61,9 \text{ pF},$$

$$C_{cbo} = 31,9 \text{ pF},$$

$$C_{ce} = 26,3 \text{ pF},$$

$$C_s = 3,5 \text{ pF},$$

în condițiile :

$$f = 7 \text{ MHz}, \quad V_{bo} = 0,72 \text{ V}, \quad R_{bc} = \infty,$$

$$P_{nec} = 50 \text{ W}, \quad R_{bo} = 2,8 \text{ ohmi}, \quad \theta = 0,$$

$$V_c = 27 \text{ V}, \quad R_{be} = \infty, \quad C_n = 0,$$

rezultatele comparative sînt prezentate în tabelul 1.

Tabelul 1

Mărimea	Calculată 2, 4	Măsurată 2, 4	Calculată CAPAC	Unități de măsură
R_i	2,59	2,61	2,58	ohmi
X_i	-6,76	-6,86	-6,78	ohmi
P_i	0,173	0,178	0,175	W
R_L	6,25	6,25	6,24	ohmi
C_L	-124,0	0	-123,0	pF
G	24,6	24,5	24,55	dB

4. Concluzii

Lucrarea prezintă listarea unui program destinat calculului principalilor parametri necesari în proiectarea unui etaj de RF de putere

cu tranzistoare. Elaborarea programului a fost făcută în limbajul FORTRAN, ceea ce îi conferă, se speră, un plus de accesibilitate, iar publicarea listării va da posibilitatea specialiștilor interesați să rezolve în mod direct problemele de profil ce îi interesează, programul necesitînd modificări minime pentru introducerea unor noi date.

A N E X A 1

Semnificația notațiilor din figura 2, sau a celor folosite în decursul lucrării este :

- C_{be} — capacitatea de barieră a joncțiunii bază-emitor;
- C_{cbi} — o parte internă a capacității colector-bază, aceasta poate fi determinată prin măsurări experimentale [2];
- C_{cbo} — o parte exterioară a capacității colector-bază, deci capacitatea totală colector-bază minus C_{cbi} ;
- C_{ce} — capacitatea colector-emitor (după depunerea R_e);
- C_L — capacitatea de sarcină optimă-paralelă;
- C_n — capacitate pentru simularea neutrodinării încrucișate în cazul etajelor în contratimp;
- C_s — capacitatea distribuită (parazită) a colectorului față de masă;
- G — câștigul în putere al tranzistorului;
- h_{FE} — h_{21E} ;
- L_b — inductanța proprie a piciorului-bază;
- L_c — inductanța proprie a piciorului-colector;
- L_e — inductanța proprie a piciorului-emitor;
- P_i — puterea de intrare;
- P_{nec} — puterea de ieșire necesară în sarcină;
- P_{out} — puterea de ieșire calculată plecînd de la P_{oi} ;
- P_{oi} — puterea internă de calcul între punctele 4 și 5;
- R_b — rezistența internă de bază, determinabilă prin măsurare pentru un tranzistor dat [2];
- R_{bc} — eventuala rezistență externă de reacție șunt-șunt [3];
- R_{be} — această rezistență se conectează între B și E pentru funcționarea tranzistorului în clasă C, pentru a asigura o funcționare stabilă [2]; în clasa A-B se conectează pentru adaptarea impedanței de intrare a tranzistoarelor la generatoare sau la etajul următor;
- R_{bo} — rezistența internă a sursei de c.c. pentru polarizarea tranzistorului;
- R_c — rezistența serie de colector (se poate deduce din V_{CESAT} [2]);
- R_e — rezistența de emitor încorporată în tranzistor;
- R_{eo} — eventuală rezistență de reacție serie, conectată între emitor și masă;
- R_i — rezistența de intrare a tranzistorului;
- R_L — rezistența de sarcină optimă-paralelă;
- V_{bo} — sursa de c.c. necesară pentru polarizarea tranzistorului;
- V_c — o estimare a tensiunii de colector, făcută în funcție de valoarea tensiunii de alimentare și de clasa de funcționare; considerații cu privire la această estimare sînt date în [4];
- v_{80}, v_{10} — surse de c.a. pentru simularea neutrodinării încrucișate în cazul etajelor în contratimp;
- X_i — reactanța de intrare a tranzistorului.

ANEXA 2

// JOB T

LOG DRIVE	CART SPEC	CART AVAIL	PHY DRIVE
0000	1111	1111	0001

V2 M09 ACTUAL 16K CONFIG 16K

// FOR

*LIST ALL

*ONE WORD INTEGERS

*IOCS(CARD,1403 PRINTER)

C PROGRAM PENTRU CALCULUL UNUI AMPLIFICATOR DE RADIOFRECVENTA DE

C PUTERE DE BANDA LARGA CU TRANZISTORI

REAL LB,LE,LC,IC,I35R,I34R,I34I,I24R,I24I,I46R,I46I,I47R,I47I,I70R

1,I70I,I78R,I78I,I18R,I18I,I10R,I10I,INR,INI,I1R,I1I,I8R,I8I,I35I

DIMENSION SUMA(10),PH(10),F(30)

DATA HFE,RB,RE,RC,LC,CCBI,CCBO,CCE,CS,PO,VC,VBO,RBO,GRE,

*GBC,CN,CBE,FT/50.,0.4,0.33,0.165,0.2E-8,0.1E-8,0.0,0.619E-10,0.31

*9E-10,0.263E-10,0.35E-11,50.,27.,0.72,2.8,0.0,0.0,0.0,0.23E-8,0.3E

*+9/

DATA REO/0./

READ(2,68)(PH(I),I=1,10),(F(J),J=1,30)

68 FORMAT(10F3.0/(13E6.0))

KLASA=1

C VALOAREA PARAMETRULUI KLASA ESTE 0 PENTRU FUNCTIONAREA TRANZISTO-

C RULUI IN CLASA A, SI ESTE 1 PENTRU FUNCTIONAREA TRANZISTORULUI IN

C CLASA A-B,B SAU C

IF(KLASA-1)70,69,69

70 RAD=0.

POI=PO

NA=0

NC=1

GO TO 71

69 DO 72 I=1,10

RAD=6.28*PH(I)/360

POI=PO

NA=0

NC=1

SUMA(I)=0.

71 DO 83 J=1,30

1 IC=2*POI/(VC*COS(RAD))

IF(KLASA-1)2,3,3

2 V35=0.9-VBO+IC*(RE+(RBO+RB)/HFE)

GO TO 4

3 V35=0.9-VBO+IC*(RE+(RBO+RB)/HFE)/1.4

4 V35R=V35

5 V35I=0.

6 V45R=-VC*COS(RAD)

7 V45I=-VC*SIN(RAD)

8 C34=1.15*CCBI

9 C24=1.15*CCBO

10 C46=1.15*CCE

11 I35R=IC/HFE

12 I35I=6.28*F(J)*(V35R*CBE+IC/(6.28*FT))

13 I34R=6.28*F(J)*C34*V45I

14 I34I=6.28*F(J)*C34*(V35R-V45R)

15 V23R=RB*(I35R+I34R)

16 V23I=RB*(I35I+I34I)

17 V25R=V23R+V35R

18 V25I=V23I

19 V24R=V25R-V45R

20 V24I=V25I-V45I

21 I24R=-6.28*F(J)*C24*V24I

22 I24I=6.28*F(J)*C24*V24R

(continuare anexa 2)

```

23 V12R=-6.28*F(J)*LB*(I24I+I34I+I35I)
24 V12I=6.28*F(J)*LB*(I24R+I34R+I35R)
25 V56R=RE*(IC+I35R)
26 V56I=RE*I35I
27 I46R=-6.28*F(J)*C46*(V45I+V56I)
28 I46I=6.28*F(J)*C46*(V45R+V56R)
   IF(KLASA-1)29,31,31
29 V60R=REO*(I46R+I35R+IC)-6.28*F(J)*LE*(I46I+I35I)
30 V60I=REO*(I46I+I35I)+6.28*F(J)*LE*(I46R+I35R+IC)
   GO TO 33
31 V60R=-6.28*F(J)*LE*(I46I+I35I)
32 V60I=6.28*F(J)*LE*(I46R+I35R+IC)
33 I47R=-IC+I34R+I24R-I46R
34 I47I=I34I+I24I-I46I
35 V74R=-RC*I47R
36 V74I=-RC*I47I
37 V70R=V74R+V45R+V56R+V60R
38 V70I=V74I+V45I+V56I+V60I
39 I70R=-6.28*F(J)*CS*V70I
40 I70I=6.28*F(J)*CS*V70R
41 I78R=I47R-I70R
42 I78I=I47I-I70I
43 V87R=6.28*F(J)*LC*I78I
44 V87I=-6.28*F(J)*LC*I78R
45 I18R=(V12R+V24R-V74R-V87R)*GBC
46 I18I=(V12I+V24I-V74I-V87I)*GBC
47 V10R=V12R+V23R+V35R+V56R+V60R
48 V10I=V12I+V23I+V56I+V60I
49 I10R=V10R*GBE
50 I10I=V10I*GRE
51 V80R=V70R+V87R
52 V80I=V70I+V87I
53 INR=-6.28*F(J)*CN*(V10I+V80I)
54 INI=6.28*F(J)*CN*(V10R+V80R)
55 I1R=I24R+I34R+I35R+I10R+I18R+INR
56 I1I=I24I+I34I+I35I+I10I+I18I+INI
57 I8R=I78R+I18R-INR
58 I8I=I78I+I18I-INI
59 RI=(V10R*I1R+V10I*I1I)/(I1R**2+I1I**2)
60 XI=(V10I*I1R-V10R*I1I)/(I1R**2+I1I**2)
61 PI=(V10R*I1R+V10I*I1I)/2
62 POUT=(V80R*I8R+V80I*I8I)/2
   DELTA=PO-POUT
   DIFP=POI-POUT
   IF(DELTA-0.1)74,74,75
74 IF(DELTA+0.1)76,76,81
76 IF(NC-1)77,77,78
77 POI=POI-DIFP/(2**((NA+1)))
   NA=NA+1
   GO TO 1
78 POI=POI-0.1
   GO TO 1
75 IF(NC-1)79,79,80
79 POI=POI+DIFP
   GO TO 1
80 POI=POI+0.1
   GO TO 1
81 NC=NC+1
63 RL=(V80R**2+V80I**2)/(V80R*I8R+V80I*I8I)
64 CL=(V80R*I8I-V80I*I8R)/((V80R**2+V80I**2)*6.28*F(J))
65 PHVCB=(ATAN(V80I/V80R)-ATAN(V10I/V10R))*360/6.28
66 VO=SQRT(V80R**2+V80I**2)
67 G=4.343*ALOG(POUT/PI)
   SUMA(I)=SUMA(I)+G

```


(continuare anexa 2)

```

FR=F(J)/(10.**6)
WRITE(5,82) FR,RI,XI,PI,POUT,RL,CL,PHVCB,VO,G
82 FORMAT(/,2X,'F=',F4.0,'MHZ',2X,'RI=',F5.2,2X,'XI=',F6.2,2X,'PI=',
*F6.4,2X,'POUT=',F5.2,2X,'RL=',F5.2,2X,'CL=',E10.3,2X,'PHVCB=',F6.2
*,2X,'VO=',F4.1,2X,'G=',F5.2,/)
83 CONTINUE
IF(KLASA-1)100,84,84
84 WRITE(5,85) PH(I)
85 FORMAT(/,2X,'ACESTE SINT REZULTATELE PT. FAZA=',F4.0,'GRADE',/)
WRITE(5,86) SUMA(I)
86 FORMAT(/,2X,'SUMA CISTIGURILOR ESTE',F7.2,'DECIBELI',/)
72 CONTINUE
SMAX=SUMA(1)
DO 87 K=1,9
IF(SMAX-SUMA(K+1))88,87,87
88 SMAX=SUMA(K+1)
L=K+1
87 CONTINUE
M=5*(L-1)
WRITE(5,89) M
89 FORMAT(/,2X,'FAZA OPTIMA ESTE APROXIMATIV',I2,'GRADE',/)
100 CONTINUE
CALL EXIT
END

```

BIBLOGRAFIE

- [1] Chamber, S. A 1000 W solid-state power amplifier. In: Electronic Design nr. 7, 1 aprilie, 1974.
 [2] Hilberts, A. H. Large signal behaviour of RF power transistors. In: Philips Electronic Applications Bulletin, vol. 31, nr. 3, 1972.

- [3] * * * Amplifiers for SSB Communications. Communications Transistor Corporation, Application Report, iulie, 1973.
 [4] Hilberts, A. H., Burden, M. H. Calculate large signal behaviour of RF power transistors. In: Electronic Design nr. 23, 8 noiembrie, 1973.

CZ 621.316.5 : 382.333 : 621.326

COMANDĂ-PROGRAM
 CONTACTOR STATIC DE C.A.
 VARIAȚIA ILUMINĂRII

Instalația electronică pentru comanda programată a surselor de lumină

PANTELIMON, V. CONSTANTIN, TEODOR T. TEBEANU* — București

Generalități

În sălile moderne de spectacole se utilizează un număr mare de surse luminoase al căror flux luminos variază, uneori foarte mult, în timpul unui spectacol.

Comanda automată a întregului program de variație a fluxului luminos al surselor nu este posibilă din cauza desfășurării imprecise în timp a intervenției actorilor. De aceea, în prezent se stabilesc programe succesive, discrete de variație a fluxului care se înregistrează în instalația de comandă. Trecerea de la un program la celălalt se face simultan pentru un grup de surse printr-o comandă manuală dată de operatorul de lumini.

La Institutul politehnic din București, Catedra de electronică aplicată, în colaborare cu întreprinderea „Decorativă”, s-a construit o instalație destinată acestui scop. Instalația poate comanda 40 de surse luminoase de putere maximă de 5 kW fiecare.

Se pot înregistra simultan 4 programe, iar comanda se poate face separat pentru 3 grupuri de surse luminoase.

Principiul reglării fluxului luminos reiese din figura 1, în care s-a reprezentat o schemă simplificată a blocului electronic de comandă pentru o sursă luminoasă.

Elementul de comandă principal este contactorul static de c.a. realizat cu tiristoarele T_1 și T_2 în montaj antiparalel și montat în serie cu sursa principală de lumină comandată (SP).

* Dr. ing. Constantin, V. P. este conferențiar, iar ing. Tebeanu, T. T. — asistent la Institutul politehnic-București.

În schema electronică de comandă (*SEC*) se compară o tensiune liniar variabilă, cu frecvența de 100 Hz, cu tensiunea de comandă U_c și în momentul coincidenței se declanșează impulsurile care deschid tiristoarele (fig. 2).

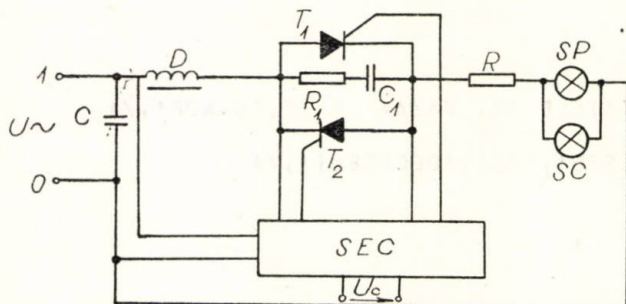


Fig. 1. Schema de principiu a instalației.

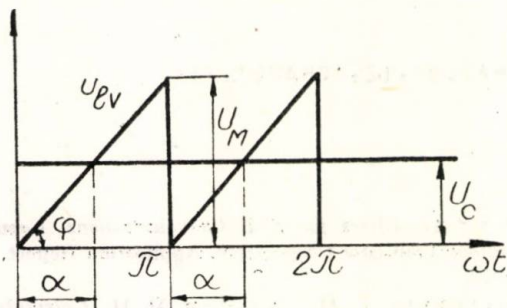


Fig. 2. Principiul de funcționare a schemei electrice de comandă.

Între α unghiul de amorsare a tiristoarelor și tensiunea de comandă se realizează legătura liniară :

$$\alpha = \frac{1}{\operatorname{tg} \varphi} \cdot U_c, \quad (1)$$

unde, φ reprezintă panta tensiunii liniar variabile.

Tensiunea aplicată sursei luminoase U are forma reprezentată în figura 3.

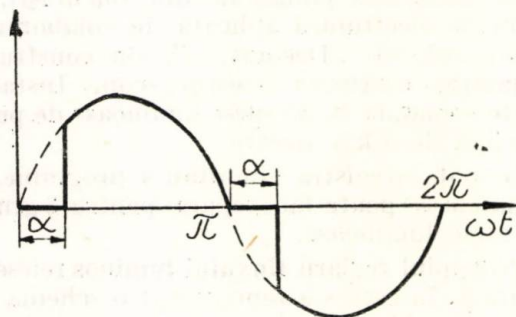


Fig. 3. Forma tensiunii la bornele sarcinii.

Puterea electrică consumată de sursă, are expresia [2] :

$$P(\alpha) = \frac{U^2}{2R_s} \left(1 - \frac{\alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right), \quad (2)$$

în care, U este amplitudinea tensiunii rețelei, iar R_s rezistența sursei.

Știind că fluxul luminos Φ depinde de puterea electrică, rezultă dependența indirectă dintre acesta și tensiunea continuă de comandă U_c .

În paralel cu sursele comandate se montează sursele de control (*SC*) instalate în cabina operatorului. Acestea sînt becuri de putere mică (15 W), montate într-un bloc comun și permit operatorului să aprecieze funcționarea corectă a blocului electronic de comandă.

La intrare se montează droselul D și condensatorul C , care atenuează componentele de înaltă frecvență datorate comutației tiristoarelor și reduc puterea deformantă din rețea. Rezistența R reprezintă un traductor curent-tensiune pentru sistemul de protecție a tiristoarelor la supracurenți. În paralel cu tiristoarele se montează grupul $R_1 - C_1$ cu rol de a opri amorsarea tiristoarelor la variații rapide ale tensiunii (du/dt).

1. Comanda simultană a surselor de lumină

Comanda simultană a variației de flux luminos de la un nivel la altul, pentru un grup de surse luminoase, presupune variația simultană a tensiunilor de comandă corespunzătoare acestor surse de la un nivel la altul.

În acest scop se poate folosi circuitul din figura 4, în care programele se înregistrează pe o rețea de potențiometre identice. Aici s-au înregistrat două programe, dar cu un sistem de claviatură adecvat, circuitul putînd fi utilizat pentru un număr oricît de mare de programe.

Potențiometrele P_{11} , P_{21} , ... servesc la înregistrarea programului 1, iar P_{12} , P_{22} , ... pentru înregistrarea programului 2. Potențio-

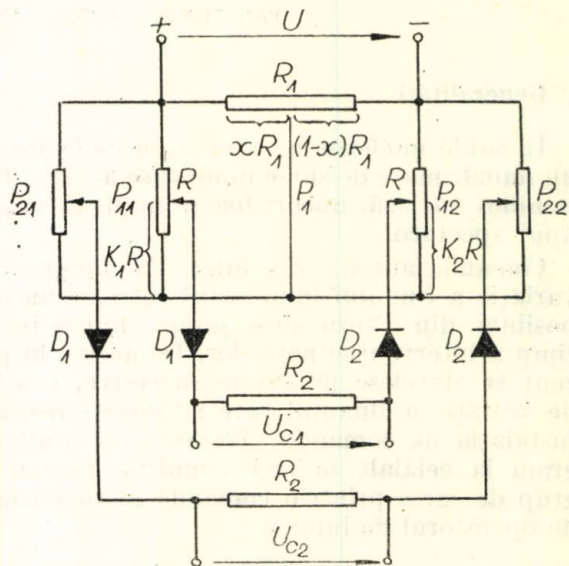


Fig. 4. Schema de formare a tensiunilor continue de comandă, cu alimentare continuă stabilizată.

trele P_{11} , P_{12} comandă sursa 1, P_{21} , P_{22} , sursa 2 etc. P_1 comandă trecerea de la un program la celălalt.

Tensiunea de ieșire la trecerea de la un program la celălalt (fig. 4) are expresia :

$$U_{c_1} = U \frac{K_1 x (1 + K - Kx) + K_2 (1 - x) (1 + Kx)}{-2Kx^2 + 2Kx + 1}, \quad (3)$$

în care :

— K_1 , K_2 reprezintă rapoartele de divizare ale potențimetrelor P_{11} și P_{12} .

— $K = R_1/R$;

— x — raportul de divizare al potențimetrului P_1 ; variază cu poziția cursorului între 0 și 1;

— R_1 — rezistența totală a potențimetrului P_1 ;

— R rezistența totală a potențimetrelor P_{11} , P_{12} , P_{21} , P_{22} etc.

La $x = 1$ tensiunea de ieșire are valoarea $K_1 U$, iar la $x = 0$ valoarea $K_2 U$.

În schemă se prevăd diodele D_1 și D_2 care evită influențarea reciprocă a programelor.

2. Schema electronică de comandă

Schema electronică de comandă a unei singure surse luminoase cuprinde : generatorul de tensiune liniar variabilă, cu o frecvență de 100 Hz, sincronizat cu rețeaua; comparatorul care sesizează egalitatea tensiunii de comandă

protecției. Această întârziere este necesară pentru ca instalația să nu se întrerupă la punerea sub tensiune cînd rezistența surselor în stare rece este foarte mică și curentul absorbit foarte mare.

Deosebit de schemele anterioare este modul cum s-a introdus semnalul de blocare a tiristoarelor, în cazul acționării protecției (fig. 5).

Semnalul de la circuitul de protecție are polaritatea pozitivă și se aplică la baza tranzistorului T_1 , normal blocat.

Bistabilul $T_1 - T_2$ basculează, T_2 se blochează și tensiunea pozitivă din colectorul acestuia se transmite prin R_3 , D_3 la baza tranzistorului T_3 pe care-l saturează. Tensiunea nulă de la colectorul lui T_3 întrerupe funcționarea oscilatorului autoblocat și a tiristoarelor de putere.

După îndepărtarea scurtcircuitului din sarcină, se acționează pe borna 2 din baza tranzistorului T_1 , punînd-o la masă prin intermediul butonului „Rearmare” de pe panou, care îl blochează.

Grupul D_1 , R_1 și C asigură starea preferențială a bistabilului la punerea sub tensiune, cu T_1 blocat și T_2 saturat.

O altă particularitate a schemei de comandă derivă de la puterea mare, care trebuie comandată. Tiristoarele necesitînd o putere de comandă mare pe poartă, pentru a nu încălca prea mult generatorul autoblocat și pentru a face sigură pornirea tiristoarelor înseriate cu

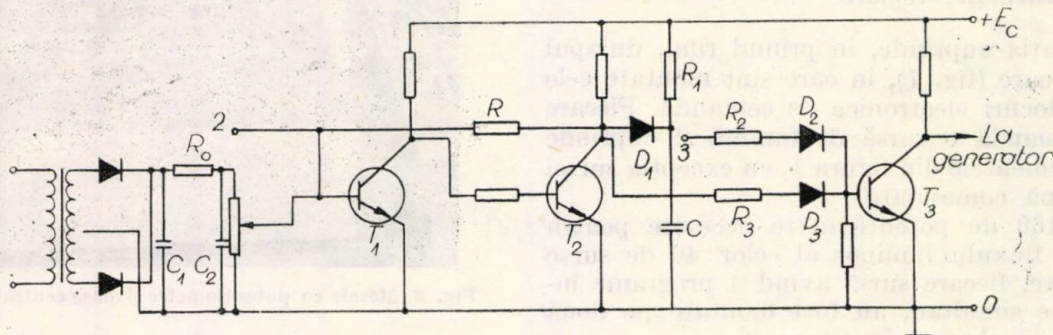


Fig. 5. Circuitul electronic de protecție.

cu tensiunea liniar variabilă; generatorul autoblocat pentru comanda tiristoarelor și circuitul de protecție la scurtcircuit în sarcină.

Principiul de funcționare, formele de undă, precum și circuitele electronice corespunzătoare au fost descrise în lucrările [1] și [2].

În lucrarea de față se trec în revistă particularitățile care au apărut din cauza puterilor mari, care trebuie comandate, a influenței dintre blocurile electronice de comandă, a curenților mari la punerea sub tensiune etc.

Blocul de protecție s-a completat cu filtrul format din rezistența R_0 și condensatoarele C și C_2 (fig. 5), care introduc o întârziere a acțiunii

sarcina, s-au prevăzut două tiristoare auxiliare de comandă T_3 și T_4 (fig. 6).

Înfășurările 11', 22' și 33', împreună cu înfășurarea de reacție a generatorului autoblocat, se bobinează pe aceeași carcasă, plasată în interiorul unei oale de ferită.

Diodele D_3 și D_4 protejează poarta tiristoarelor auxiliare, iar rezistențele R_3 și R_4 au rolul de a limita curentul maxim prin tiristoarele auxiliare, care sînt de puteri și curenți mici (0,8 A) în comparație cu cele principale T_1 și T_2 (50 A).

Prin deschiderea tiristoarelor auxiliare se asigură curentul de poartă necesar tiristoarelor

principale; după deschiderea tiristoarelor principale, tiristoarele auxiliare se sting, tensiunea dintre anodul și catodul lor scăzând sub tensiunea de menținere din cauza deschiderii tiristoarelor principale.

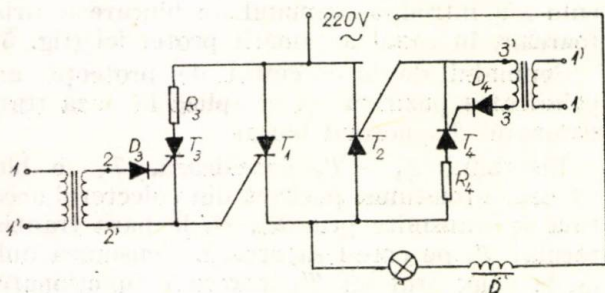


Fig. 6. Comanda tiristoarelor de mare putere, cu tiristoare auxiliare de mică putere.

O altă problemă care a apărut la construcția instalației a fost influența între blocurile electronice.

S-a constatat că o sursă luminoasă necomandată, se aprindea la comanda dată unei alte surse luminoase.

Problema a fost rezolvată experimental prin izolarea bună a conductoarelor de forță de cele de curenți slabi, precum și prin montarea în paralel pe tranzistorul din schema generatorului autoblocat a unui condensator de ordinul sutelor de picofarazi.

3. Construcție, reglare

Instalația cuprinde, în primul rând, dulapul cu tiristoare (fig. 7), în care sînt montate cele 40 de blocuri electronice de comandă. Fiecare bloc comandă o sursă de lumină și cuprinde toate elementele din figura 1, cu excepția sursei de lumină comandate.

Cele 160 de potențiometre necesare pentru reglarea fluxului luminos al celor 40 de surse luminoase, fiecare sursă avînd 4 programe înregistrate simultan, au fost montate pe două mese ce se observă în figura 8.

Ultima unitate este masa centrală de comandă (fig. 8 centru) în care sînt montate sursele stabilizate pentru alimentarea cîmpului de potențiometre (o sursă activă și una de rezervă), voltmetrele de măsură a tensiunilor date de surse, claviatură pentru schimbarea programelor, becuri de semnalizare, siguranțe, butoane de rotire a cursorilor reostatelor, întreprupătoare etc.

Problema, care a produs mari dificultăți constructive, a fost aceea a potențimetrelor de comandă. În ultimă analiză fluxul luminos al sursei comandate depinde de deplasarea cursorului potențimetrului de comandă. În adevăr, fluxul luminos depinde de U_c (relațiile 1, 2), U_c de constanta de diviziare K_1 (pentru $x = 1$)

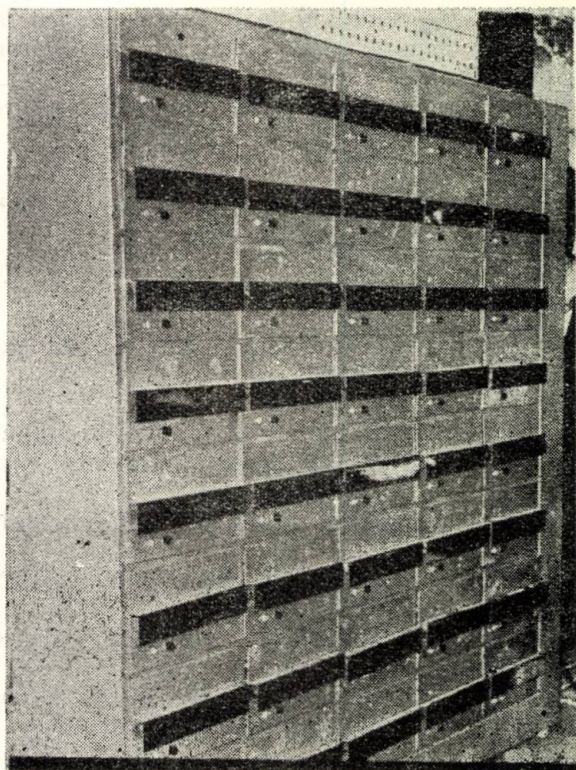


Fig. 7. Dulapul cu tiristoare.

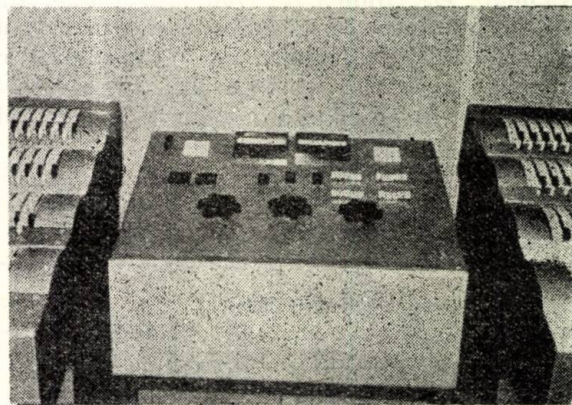


Fig. 8. Mesele cu potențiometre și masa centrală de comandă

și K_1 de deplasarea liniară d a cursorului acestuia ($K_1 = \frac{d}{l}$ în care l este lungimea totală a potențimetrului).

Stabilirea unei relații analitice între fluxul de lumină și deplasarea d a cursorului potențimetrului este dificilă din cauză că în relația (2) rezistența R a sursei este variabilă cu curentul și că relația între putere și flux este dificil de exprimat analitic.

În orice caz, relația $\varphi = f(d)$ este neliniară, în special, din cauza neliniarității funcției $P(\alpha) = f(\alpha)$ (relația 2).

Pentru comoditatea exploatării este necesar ca funcția $\varphi = f(d)$ să fie liniară și scara asociată cursorului potențimetrului, gradată în

unități relative de flux luminos ($\Phi/\Phi_{\max}$) între 0 și 1 să fie, de asemenea, liniară.

În acest scop s-a adaptat un ansamblu neliniar de potențiometre, utilizat în aparatura înregistratoare produsă la Întreprinderea de elemente de automatizare-București.

Potențiometrul principal P_1 de $1000\ \Omega$ (fig. 9) are 4 prize conectate la 4 cursoare ale potențiometrului P_2 de $500\ \Omega$. În acest mod este posibil să se realizeze o liniarizare globală în 6 puncte a caracteristicii $\Phi/\Phi_{\max} = f(d)$ corespunzătoare la 6 valori ale fluxului luminos relativ (1-0,8-0,6-0,4-0,2-0), pentru care cursorul potențiometrului P_1 se află în pozițiile A, 1, 2, 3, 4, B. În poziția A, $U_{c1} = 0$, $\alpha = 0$ și fluxul este maxim, iar în poziția B, $U_{c1} = U$, $\varphi = \pi$ și fluxul este nul (fig. 2).

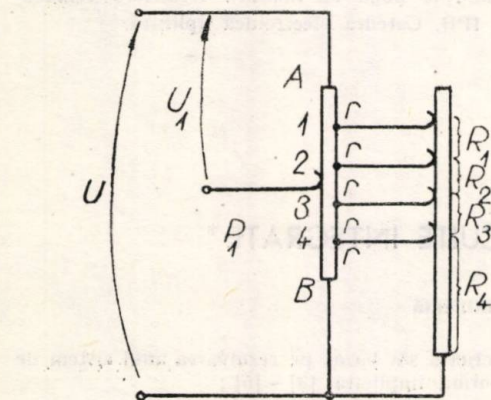


Fig. 9. Circuitul de liniarizare.

Reglarea cursorilor potențiometrului P_2 se desfășoară în modul următor:

— se reglează tensiunea stabilizată U astfel încât să fie egală cu amplitudinea U_M a tensiunii liniar variabilă (fig. 2);

— se determină experimental valorile tensiunii U_{c1} pentru care fluxul luminos relativ are valorile 0,8; 0,6; 0,4; 0,2 (U_{c11} , U_{c12} , U_{c13} , U_{c14}). În acest scop se folosește un luxmetru, care se așază la o anumită distanță față de sursa de lumină și se determină valoarea $\Phi_{\max}$, corespunzătoare valorii zero a tensiunii U_{c1} . Apoi se reglează U_{c1} pînă cînd fluxul ia valorile relative specificate;

— se determină rezistențele R_1 , R_2 , R_3 , R_4 reglabile ce trebuie montate în paralel cu secțiunile r ale potențiometrului principal, rezolvînd sistemul de ecuații:

$$U_{c11} = rI,$$

$$U_{c12} = \left(r + \frac{rR_1}{r+R_1} \right) I,$$

$$U_{c13} = \left(r + \frac{rR_1}{r+R_1} + \frac{rR_2}{r+R_2} \right) I,$$

$$U_{c14} = \left(r + \frac{rR_1}{r+R_1} + \frac{rR_2}{r+R_2} + \frac{rR_3}{r+R_3} \right) I,$$

$$U = \left(r + \frac{rR_1}{r+R_1} + \frac{rR_2}{r+R_2} + \frac{rR_3}{r+R_3} + \frac{rR_4}{r+R_4} \right) I;$$

— se reglează cursoarele potențiometrului astfel încît R_4 , R_3 , R_2 , R_1 să se stabilească la valorile calculate.

În figura 10 s-a reprezentat caracteristica $U_{c1} = f(\Phi/\Phi_{\max})$ obținută.

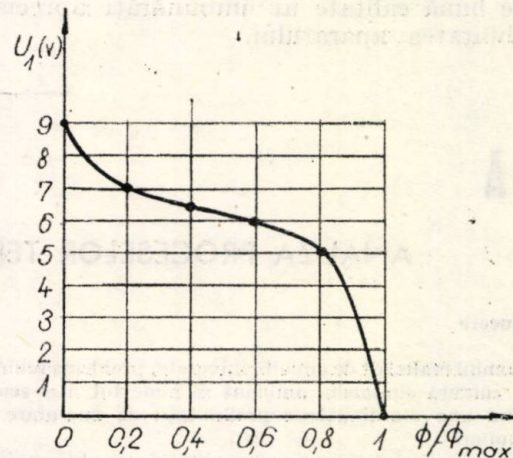


Fig. 10. Curba de etalonare a circuitului de liniarizare.

Pentru a mări precizia de reglare în timpul acestor operații trebuie respectate o serie de reguli ca:

- menținerea constantă a tensiunii rețelei în timpul seriei de măsurători;
- evitarea prafului sau fumului în camera de lucru;
- menținerea în stare curată a geamului protector al proiecteurului;
- menținerea într-o poziție fixă a dispozitivului fotoelectric al luxmetrului;
- evitarea pătrunderii luminii din exteriorul camerei de lucru;
- reglarea tensiunilor liniar variabile ale blocurilor astfel încît să aibă aceeași amplitudine.

Pentru stabilirea valorilor rezistențelor R_4 , R_3 , R_2 , R_1 , deoarece cursoarele potențiometrului P_2 au cursă relativ redusă și nu permit o variație suficientă a rezistențelor, trebuie să se monteze și rezistențe fixe în paralel, pe secțiuni.

O altă condiție ce trebuie îndeplinită de instalație cere ca trecerea de la un nivel de flux programat la celălalt să se facă liniar. Tensiunea U_{c1} variază neliniar cu deplasarea cursorului (relația 3), dar abaterea de la o relație neliniară este cu atît mai mică cu cît raportul $K = R_1/R$ este mai mic. Teoretic, la $K = 0$ se obține o relație liniară între U_{c1} și x :

$$U_{c1} = U [K_1 x + K_2 (1 - x)]. \quad (4)$$

4. Concluzii

La omologare s-au obținut performanțe satisfăcătoare, ceea ce a demonstrat posibilitatea construirii în țară a acestei instalații, care pînă în prezent s-a procurat din import.

În cursul verificărilor efectuate s-au testat tiristoarele românești de 50 A, care au dat, de asemenea, rezultate satisfăcătoare.

Fiabilitatea instalației depinde în mare măsură de potențioarele de reglare a fluxului luminos. Construirea unor potențioetre speciale de bună calitate ar îmbunătăți apreciabil fiabilitatea aparatului.

BIBLIOGRAFIE

- [1] Constantin, P., Tebeanu, T. *Relev electronic de timp pentru comanda automată a mașinilor de sudat prin rezistență (puncte)*. În: *Electrotehnica, Electronica și Automatica*, vol. 18, Nr. 4-5, dec 1974.
- [2] Constantin, P., Tebeanu, T. și Vulcan, I. *Regulator programat cu tiristoare pentru aprinderea și stingerea continuă a becurilor electrice*. În: *Electrotehnica, Electronica, Automatica; Automatica și Electronica* 19, Nr. 2, iunie, 1975.
- [3] *Instalație pentru controlul progresiv al iluminatului cu circuite multiple (orgă de lumini)*. Descriere tehnică, Partea I, IPB, Catedra electronică aplicată.

NOTĂ

ANALIZA PROCESELOR TERMICE ÎN CIRCUITE INTEGRATE*

Introducere

În domeniul realizării de circuite integrate, problema schimbului de căldură cip-mediu ambiant se pune tot mai acut, constituind una din limitările posibilității de micșorare a dimensiunilor.

În scopul optimizării comportamentului termic, se impune cunoașterea distribuției de temperatură în materialul semiconductor, precum și a modului de transfer al căldurii de la regiunea sursă spre exterior.

1. Formularea problemei

Rezolvarea problemei s-a bazat pe soluționarea ecuației neliniare cu derivate parțiale care descrie comportarea termică tranzitorie a unui mediu de conductivitate $K(T)$ [1], [2], [3]:

$$\rho c \frac{\partial T}{\partial t} = q + K(T) \nabla^2 T + \frac{dK(T)}{dT} \left[\left(\frac{\partial T}{\partial x} \right)^2 + \left(\frac{\partial T}{\partial y} \right)^2 + \left(\frac{\partial T}{\partial z} \right)^2 \right], \quad (1)$$

cu notațiile specificate în [3].

Lucrarea analizează pe un model unidimensional, comportarea termică tranzitorie a unei structuri tipice de circuit integrat, al cărei model fizic este prezentat în figura 1. Puterea se disipă la diverse adâncimi în Si, în zone de diferite grosimi (d'_3).

Injectia de putere $q = \text{const}$ simulează comportarea structurii pentru un puls de putere constantă, de forma:

$$q = q_0 l(t) \quad (2)$$

unde, $l(t)$ este funcție treaptă unitate [3].

Regiunea de aluminiu de la capătul din dreapta al structurii este echivalentă cu condiția de termostatare la $T = T_a$ (fig. 1).

Problema disipației căldurii a fost studiată considerind 6 parametri independenți (6 grade de libertate): d_1 , d_2 , d_3 , d'_3 , d''_3 , q într-un interval de timp $t \in (0, t_M)$ de la aplicarea pulsului de putere.

* Lucrare prezentată la sesiunea științifică a ICCE, IPRS și IPB, București, 24-25 iunie 1976.

2. Metoda utilizată

Analiza efectuată s-a bazat pe rezolvarea unui sistem de ecuații sub formă implicită [3] - [5]:

$$T_n(t + \Delta t) - T_n(t) = \frac{\Delta t}{\rho c A \Delta x} \left\{ \frac{KA}{\Delta x} \left[T_{n+1}(t + \Delta t) - 2 T_n(t + \Delta t) + T_{n-1}(t + \Delta t) \right] + q A \Delta x \right\}, \quad (3)$$

unde, N este numărul total de puncte, celelalte simboluri fiind aceleași ca cele specificate în [3]. Sistemul de ecuații (3) a fost rezolvat printr-un algoritm cu viteză de conver-

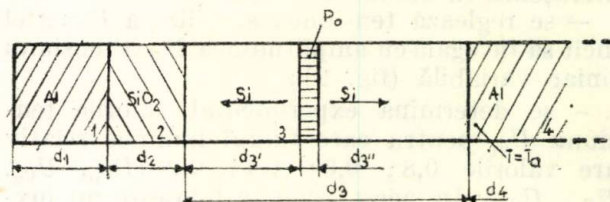


Fig. 1. Structura analizată:

d_1 - adâncimea regiunii de aluminiu; d_2 - adâncimea regiunii de SiO_2 ; d_3 - adâncimea regiunii de siliciu; d'_3 - adâncimea la care se află sursa de putere.

gență sporită (Richtmeyer), timpul efectiv de execuție a unui set de date pe un calculator IBM 360/40 fiind de 20 s pentru $N = 20$ noduri.

3. Rezultate

În figura 2 se prezintă una dintre distribuțiile tranzitorii de temperatură obținute pentru o structură Al-SiO₂-Si. Parametrii de calcul au fost: $d_1 = 2 \mu\text{m}$; $d_2 = 0 \mu\text{m}$; $d_3 = 50 \mu\text{m}$; $d'_3 = 7,5 \mu\text{m}$; $d''_3 = 1 \mu\text{m}$ și $q_0 = 6.10^5 \text{ W/cm}^2 \mu\text{m}$.

Din calculele efectuate a rezultat că bioxidul de siliciu se comportă ca un izolator termic cu atât mai eficient cu cât grosimea sa (d_2) crește. În structurile Al-SiO₂-Si temperatura maximă (T_M) crește mult față de structura Al-Si [3], în care nu apare stratul de SiO_2 ($d_2 = 0$), celelalte condiții fiind aceleași. Soluția pentru micșorarea temperaturii maxime

constă în creșterea grosimii stratului de $Al(d_1)$, (pentru $q_0 = \text{const}$, $d_2 = \text{const.}$).

Scăderea temperaturii maxime T_M odată cu creșterea grosimii stratului metalic este importantă pentru grosimi d_1 relativ mici; limitarea descreșterii apare pentru straturi de Al cu $d_1 = 50 \mu m$, când acesta se comportă în primele momente ($t < 0,6 \mu s$) ca un radiator infinit.

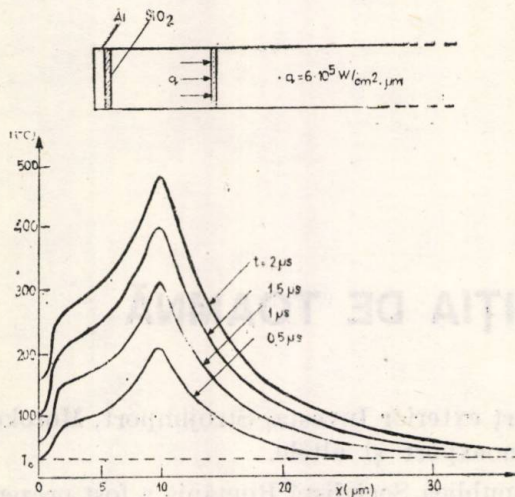


Fig. 2. Distribuția de temperatură într-o structură $Al-SiO_2-Si$ în funcție de timp la o densitate de putere constantă.

S-a constatat că pe măsura creșterii grosimii oxidului, stratul metalic devine din ce în ce mai puțin semnificativ (T_M nu mai scade vizibil cu creșterea grosimii de aluminiu). De asemenea, la același moment de timp, temperatura maximă scade cu adâncimea (d'_0) la care se disipă puterea, și, după cum era de așteptat, crește cu grosimea regiunii de disipare (d''_0).

4. Concluzii

Programul de calcul a înglobat neliniaritatea materialelor, în principal, ținându-se seama de influența dependenței conductivității termice a siliciului de temperatură.

Pentru variații mari de temperatură, rezultatele obținute au scos în evidență o diferență pronunțată în valorile temperaturii maxime, pentru cele două metode de calcul: analitică (cu $K = \text{const}$) și numerică cu $K = K(T)$. În unele situații, temperatura maximă reală obținută pentru cazul $K = K(T)$ a fost cu aproximativ 150% mai mare decât în cazul idealizat ($K = \text{const}$).

Pentru o mai mare precizie a rezultatelor, metoda de calcul utilizată este în curs de perfecționare pentru a se ține seama de efectele bidimensionale din structură, efecte care devin importante pentru $t \leq 0,1 \mu s$ [6].

BIBLIOGRAFIE

- [1] Eckert, E. R. G. și Drake, R. M. Jr. *Heat and mass transfer*. McGraw-Hill, New York, 1959.
- [2] Domingos, H. *Transient temperature rise in silicon semiconductor devices*. In: IEEE Trans. Electron Devices, ED-22, 20, 1975.
- [3] Silard, A., Bodea, M., Luca, M., Liță, M. *Analiza regimurilor termice ale dispozitivelor semiconductoare de putere*. In: E.E.A., Automatica 20, nr. 2, 1976.
- [4] Wenthien, F. T. *Computer-sided thermal analysis of power semiconductor devices*. In: IEEE Trans. Electron Devices, ED-17, 765, 1970.
- [5] Silard, A. și Bodea, M. *An approach to the heat flow problems and transient temperature rise in nonlinear semiconductor media*. In: Letters in Heat and Mass Transfer, 3, 147, 1976.
- [6] Silard, A., Bodea, M., Luca, M., Liță, M., Iosif, N.: *Temperature distribution in nonlinear multilayer structures with several heat sources*. In: Letters in Heat and Mass Transfer, vol. 4, nr. 2, 1977, p. 149-154.

ing. M. Badea, ing. A. Silard, M. Luca și M. Liță

Tîrguri și Expoziții

TÎRGUL DIN LEIPZIG—EDIȚIA DE TOAMNĂ

Între 4 și 11 septembrie 1977 s-a desfășurat sub deviza „Pentru comerț mondial neîngrădit și pentru progres tehnic în lumea întreagă” Tîrgul de toamnă de la Leipzig.

Manifestare de înalt prestigiu în comerțul și în informatica tehnico-științifică și tehnică mondială, ediția de toamnă a acestui tîrg a găzduit peste 6 000 de expozanți din 50 de țări, care au expus pe o suprafață de 280 000 m² produsele cele mai noi în tehnica mondială și bunuri de larg consum.

Structura participanților, reprezentanți comerciali, cadre tehnice de specialitate, oameni de știință din 100 de țări, printre care 12 state socialiste, cuprinzînd și toate statele membre ale CAER demonstrează caracterul internațional al tradiționalului tîrg de la Leipzig. Astfel, prin bogata ofertă tehnică și cea a bunurilor de consum au fost create condiții favorabile unei largi activități comerciale internaționale, s-au confruntat încă odată realizările de vîrf ale științei și tehnicii.

Printre participanții țărilor socialiste pe primul loc s-a situat U.R.S.S. cu o vastă expoziție colectivă realizată sub semnul celei de a 60-a aniversare a Marii Revoluții Socialiste din Octombrie. Ponderele ofertei au deținut-o mașinile textile, mașinile pentru prelucrarea lemnului, vehicule rutiere, bunuri de larg consum.

R. P. Polonă a prezentat, prin 20 de întreprinderi de comerț exterior, vehicule rutiere, mașini textile, produse chimice și aparatură medicală.

O amplă gamă de produse a fost oferită de R. S. Cehoslovacă prin cunoscutele firme de

comerț exterior Investa, Strojimport, Motokov, Technoexport și altele.

Republica Socialistă România a fost prezentă pe o suprafață lărgită de expunere (comparativ cu anii precedenți) în hale acoperite, ca și în aer liber, cu produse ale construcțiilor de mașini, electrotehnicii și electronicii, tehnicii automatizării și bunurilor de larg consum. În premieră, au expus ramurile mașinilor textile și pentru prelucrarea lemnului.

R. P. Ungară a expus, pe lingă bunuri de consum, vehicule rutiere, instalații chimice, tehnică medicală.

R. P. Bulgaria a participat cu o seamă de bunuri de investiții pentru ramura chimică.

Relațiile comerciale dintre est și vest sînt în continuă creștere, constatîndu-se un interes deosebit al participării atît din partea țărilor cu o economie avansată, cît și a celor în curs de dezvoltare.

Republica Democrată Germană, țara gazdă a tradiționalului Tîrg internațional de la Leipzig, a prezentat întregul său program de export. Progresele dobîndite de economia națională a R. D. Germane au fost evidențiate de cele 2 800 de întreprinderi de comerț exterior. În cadrul ediției de toamnă din acest an Unitechna, Invest-Export, Büromaschinen Export, Transport-Maschinen Export ca și alte cunoscute firme de comerț exterior, au expus, paralel cu numeroase produse apreciate pe piața mondială și o serie de perfecționări și realizări noi. Multe dintre acestea constituie rodul colaborării cu parteneri din țările C.A.E.R.

Domeniile electrotehnicii, electronicii, tehnicii automatizării au prezentat o seamă de realizări noi ca și multe perfecționări ale produselor aflate în fabricație.

Ramura industrială R.F.T. — NACHRICHTEN und MESSTECHNIK a participat la ediția de toamnă a Tîrgului de la Leipzig din acest an cu valoroase produse în domeniul tehnicii medicale moderne pentru profilaxie, diagnosticare, terapie și metafilaxie, cu produse de biomăsură ale combinatului „VEB Messgerätewerk Zwönitz” și ale tehnicii de televiziune röengen, fabricate de „VEB Studio-technik Berlin”. De asemenea, au fost expuse echipamente de televiziune pentru învățămîntul superior și tehnic.

Un loc important în expoziția R.F.T. l-a ocupat familia de aparate „R.F.T. — Biomonitor” cu aplicații în terapia intensivă. Pentru supravegherea bolnavilor aceste aparate se conectează la un dispozitiv electronic de control, funcție de probleme concrete de observație. Programul de măsură a diferitelor unități este variabil și poate fi adaptat. Gama largă de accesorii ca, electrozi, traductoare, cărucioare, stative ușurează folosirea aparatelor. Cu aparatele din sistemul „Biomonitor R.F.T.” pot fi măsurate diferite funcții umane ca, electrocardiograma, frecvența cardiacă, electroencefalograma, tensiunea arterială, temperatura și frecvența respirație.

Tot pentru domeniul medicinei firma a fabricat înregistratorul de alarmă — o anexă prețioasă pentru observarea electronică a bolnavilor.

O firmă de prestigiu a RDG este HEIM-ELEKTRIK care a prezentat produse de succes din domeniul aparatelor și dispozitivelor electronice de radio și televiziune, bunuri de consum electrice, camere, obiective și proiectoare de diapozitive, aparate de microfilmare, surse de iluminat, elemente de construcție active și pasive, aparate automate de măsură, comandă și reglare, întreruptoare de joasă tensiune, rele, produse și echipamente de tehnica vidului pentru o gamă de presiuni sub 10 torri, instalații tehnologice speciale pentru industria electrică și electronică, lămpi electronice ș.a.

Prin asortimentul de export bogat HEIM-ELEKTRIK își aduce o contribuție importantă la integrarea economică socialistă.

În clădirea-tîrg „Handelshoff” vizitatorii au făcut cunoștință cu gama largă de aparate electrice de consum sub denumirea de AKA-ELEKTRIC. Printre acestea s-au bucurat de aprecierea publicului aspiratoarele electrice manuale cu siluete elegante și parametri tehnici superiori: HSS 18, premiat cu medalia de aur de biroul tîrgurilor din Leipzig, HSS 13, ca și variantele lor HSS 14 și HSS 17. Ele se disting prin capacitatea de aspirație și confort în servire. Ca noutăți au fost expuse aspiratoarele din seria modelelor BSS 10, BSS 11, BSS 12 și BSS 13, de mare eficiență în curățenie și cu un consum redus de energie electrică.

Specialiștii prezenți la tîrg au avut posibilitatea să cunoască mai amănunțit realizările existente și prin participarea la bogatul program de manifestări tehnico-științifice pregătite de organizatorii tîrgului.

* * *

Ca urmare a legăturilor strinse de prietenie și colaborare între Republica Socialistă România și Republica Democrată Germană au luat o amploare deosebită relațiile economice bilaterale. Aceste relații s-au întărit și mai mult prin recenta vizită oficială de prietenie a delegației de partid și de stat a R. S. România în R. D. Germană.

Volumul comerțului exterior din anul 1980 va atinge 3,1 miliarde ruble, corespunzător unei creșteri de peste 170% față de perioada 1971—1975. Schimburile comerciale pe anul 1977 vor depăși cu 12% pe cele din anul 1976, cu o suplimentare a livrărilor de 30 milioane ruble.

Un factor important în dezvoltarea relațiilor comerciale dintre cele două țări îl reprezintă participările reciproce la tîrgurile internaționale de la Leipzig și București.

În toamna acestui an România a participat la Tîrgul internațional de la Leipzig pe o suprafață mărită față de anii precedenți în hale închise, în case ale tîrgului, ca și în spațiul liber. Cele 16 întreprinderi de comerț exterior românești prezente la tîrg au expus produse ale industriei ușoare și agroalimentare, bunuri de larg consum, precum și produse ale industriilor construcțiilor de mașini și electrotehnică.

Industria electrotehnică, cu subramurile ei — electronică și automatică — a fost reprezen-

tată prin întreprinderea de comerț exterior „ELECTRONUM”, care a expus în clădirea tîrg „Handelshoff”.

O gamă bogată de aparate radio și televizoare au reținut atenția atît prin formele și modelele grațioase, cit și prin calitățile lor tehnico-economice.

Printre cele mai noi aparate de radio, cu care au făcut cunoștință specialiștii din Leipzig, se numără radioreceptorul portabil GLORIA cu cinci lungimi de undă, 14 tranzistori, 7 diode, circuite imprimate, priză pentru : antenă auto, difuzor suplimentar, bandă-disc/magnetofon ; alimentare la curent alternativ de 120/220 V/50 Hz, c.c. 9 V (6 baterii de 1,5 V tip R 20). Se livrează în carcase din material plastic de diferite culori, cu ornamentații și mîner metalice. De asemenea, s-au bucurat de aprecieri radioreceptoarele portabile : COSMOS-3, OVERSEAS, ZODIAC, CONCORDE și MILCOV,

toate tranzistorizate și cu circuite imprimate. Din gama de televizoare s-au prezentat : televizorul portabil complet tranzistorizat, ca și televizoarele VENUS, OLIMP, MODERN, CLASIC, SATURN, OPERA, ROYAL 1075, DIANA LUX, DIAMANT 5000 ș.a. Toate aceste aparate sînt de concepție și construcție modernă, fabricate cu materiale și componente de cea mai bună calitate, cu un înalt grad de fiabilitate.

Standurile românești de electrotehnică din cadrul tîrgului de toamnă de la Leipzig au mai cuprins lămpi electrice pentru iluminat general, becuri pentru iluminarea scalelor la radio-receptoare, becuri auto, lămpi fluorescente și cu mercur, componente electronice pasive și active, ferite etc.

La dispoziția specialiștilor și a publicului interesat au fost puse prospecte și documentații tehnice detaliate care au completat modul de prezentare a exponatelor.

TEHNOEXPO — Expoziția tehnică internațională

Pavilionul expozițional din Piața Scînteii a găzduit în perioada 15 — 24 octombrie a.c. expoziția tehnică internațională TEHNOEXPO, organizată de Întreprinderea de tîrguri și expoziții din București. Această manifestare de prestigiu a reunit, la prima sa ediție, peste 350 firme din 21 de țări și mai mult de 100 000 vizitatori.

În profilul expozițional TEHNOEXPO au fost cuprinse instalații, echipamente, mașini, utilaje și accesorii pentru economia forestieră (silvicultură și prelucrarea lemnului, industria mobilei, a celulozei și hîrtiei), agricultură, industria alimentară, industria ambalajului, industria materialelor de construcții, transporturi, laboratoare, aparatură de măsură și control pentru industria lemnului și a hîrtiei, instalații și materiale pentru instalații, mașini și aparate pentru laboratoarele de cercetări și de producție în agricultură, industria alimentară și ambalaje.]

Suprafața expozițională, cuprinzînd 18 pavilioane și spații neacoperite a fost de aproxi-

mativ 54 000 m², din care, 15 000 m² hale și 15 000 m² în aer liber, a fost ocupată numai de exponate ale întreprinderilor românești de comerț exterior.

Ca noutăți ale expoziției s-au remarcat și s-au bucurat de mare succes frigiderul cu două uși de 225 litri, expus în standul întreprinderii ELECTROEXPORTIMPORT, macheta centrifugii automate pentru fabricarea zahărului, precum și instalația-malaxor de tip ROMIX pentru industria alimentară, prezentate în standul întreprinderii UZINEXPORTIMPORT.

Atît firmele românești cit și cele străine au prezentat produse de cel mai înalt nivel tehnic, oferind posibilitatea unei ample confruntări și a unor contacte directe cu piața românească și cu firmele participante la această manifestare, ceea ce a facilitat încheierea unor fructuoase contracte.

TEHNOEXPO atestă, încă odată, participarea activă a României la circuitul economic mondial, fiind și o ocazie prin care produsele românești se impun pe piața mondială.

PNP CU SILICIU, DE COMUTAȚIE, DE LA ICCE

INSTITUTUL DE CERCETĂRI PENTRU COMPONENTE ELECTRONICE—

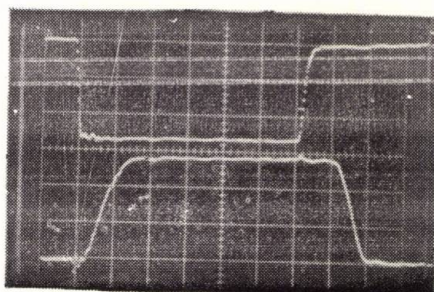
ICCE — București, livrează în orice cantități tranzistorul PNP cu siliciu BSX 35. Tehnologia de fabricație, elaborată în întregime la ICCE, asigură un curent rezidual redus ($I_{CES} = 0,1 \text{ nA}$) și o stabilitate excelentă în funcționare a parametrilor electrici. Având un curent maxim de colector de 100 mA și o tensiune maximă colector-emitor de 6 V, tranzistorul BSX 35 se livrează în capsule metalice TO 18.

livrează  livrează

PERFORMANȚE ($I_c = 10 \text{ mA}$):

- Timp de stocare foarte mic ($t_s = 15 \text{ ns}$).
- Frecvență de tranziție mare ($f_T = 700 \text{ MHz}$).
- Tensiune de saturație colector-emitor mică ($V_{CEsat} = 0,07 \text{ V}$).
- Cîștig static în curent moderat ($h_{FE} = 70$).

2V/div.



Vintrare

Vieșire

10 ns/div.

t_s

APLICAȚII

- Circuite de emisie-recepție, ceasuri logice, baze de timp pentru memorii în unitățile centrale ale calculatoarelor de medie și mare capacitate din seria FELIX.
- Amplificatoare de citire-inscriere în memorie la mașinile de facturat și contabilizat din familia FC.
- Alte aplicații în tehnica de calcul.

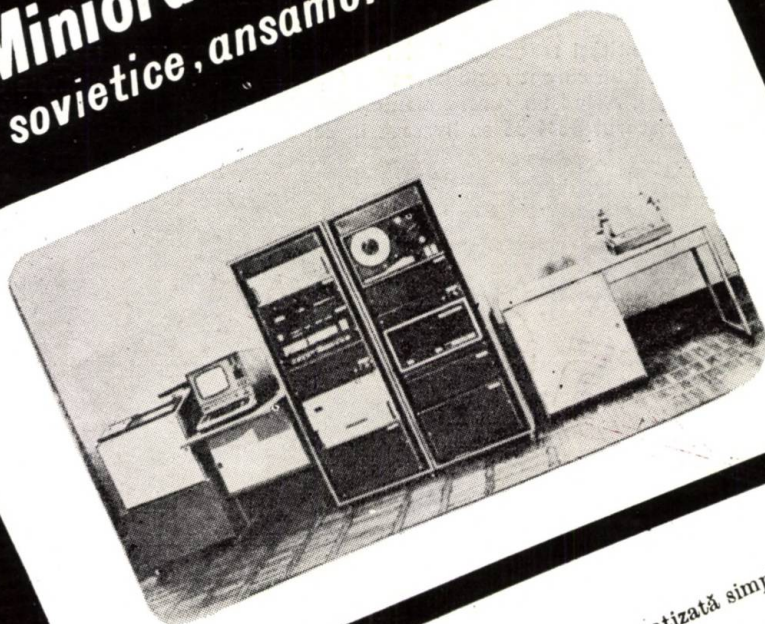
De reținut:

Nu oricine face PNP cu siliciu, de comutație!...
Bineînțeles, ICCE livrează și complementarul NPN
2N 709

Institutul de cercetări pentru componente electronice (ICCE)

Str. Erou Iancu Nicolae, nr. 32 B, București, telefon 79 38 40 (Serv. Desfaceri)

O noutate în familia **Miniordinaoarelor** sovietice, ansamblul SM-1



Destinație :

- constituirea unor sisteme de gestiune automatizată simplă, cu o nivelă pentru controlul procedurilor tehnologice;
- adaptarea la nivelul inferior a sistemelor ierarhizate complexe în combinație cu ansamblele de calcul ASVT-M și cu ordinaoarele din seria ES și altele;
- executarea operațiilor de calcule ingineresti.

Posibilități :

- capacitate mare : circa 400 000 operații gen adunare pe secundă;
- sistem de control și de diagnostic foarte dezvoltat ; repunerea automată în funcțiune a sistemului în caz de oprire accidentală ; automatizarea sarcinii inițiale a programelor și a punerii în funcțiune a sistemului.

Asigură :

- compatibilitate totală cu procesoare M-600/M-7000 a ansamblelor de calcul ASVT-M în ceea ce privește logicitatea și a interfece intrare-ieșire ;
- extinderea sistemului de instrucțiuni cu ajutorul jocurilor de instrucțiuni complementare standard și al instrucțiunilor speciale ale utilizatorului.

Exportator :



TECHMASHEXPORT

str. Mosfilmovskaja, 35, 117330 Moscova, U. R. S. S.
 Telefon: 147 15 62; Telex : 7568

PUBLICOM

**CENTRALA INDUSTRIALA DE MAȘINI
ȘI APARATAJE ELECTRICE CRAIOVA**

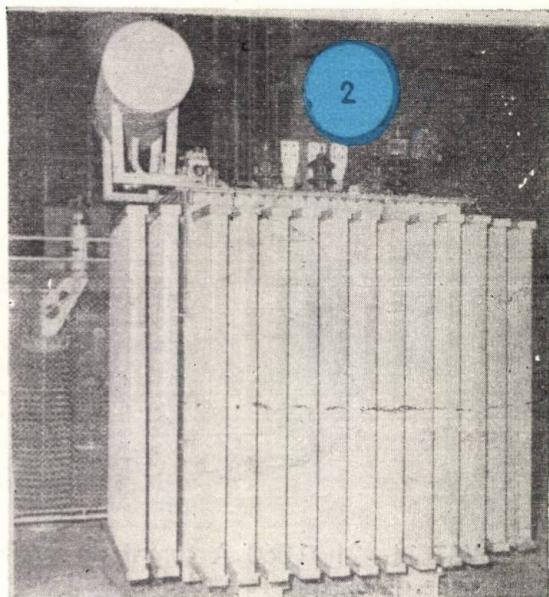
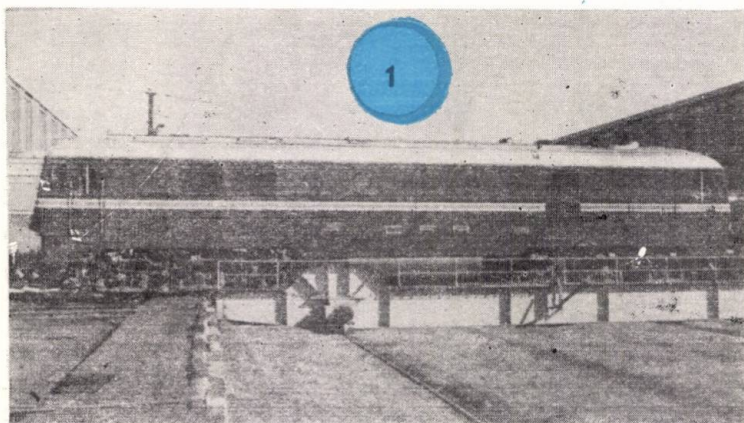
ROMANIA

 **electroputere**

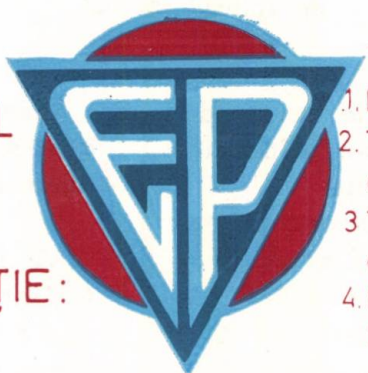
Calea București nr. 144

Telefon 40211

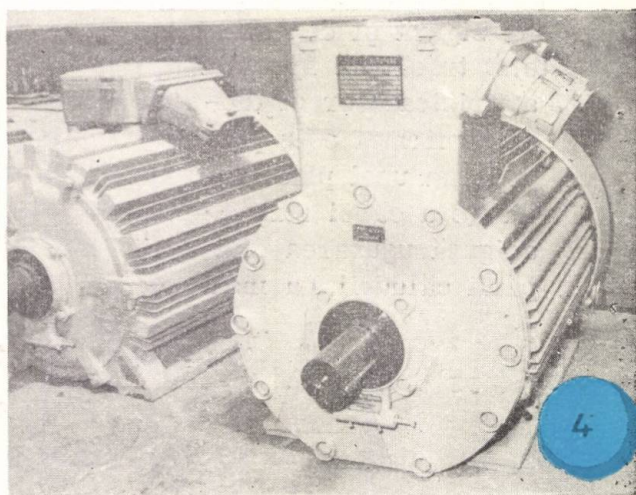
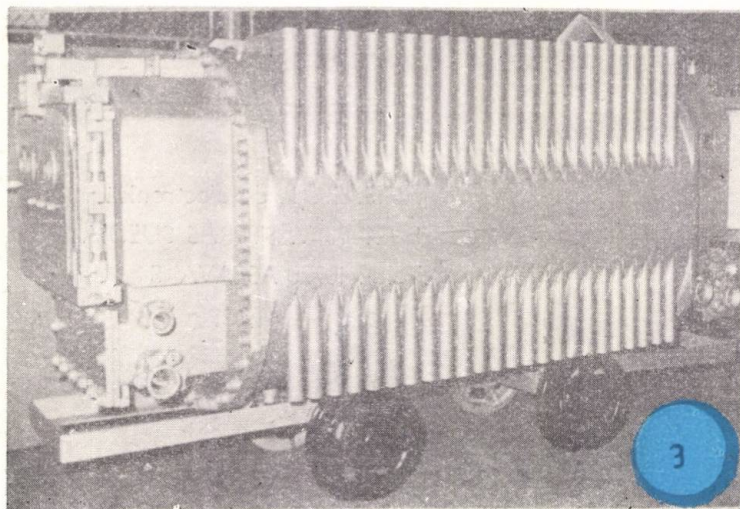
Telex 41234



DIN NOUL
PROFIL
DE
FABRICAȚIE:



1. Locomotiva diesel-electrică 4000 C.P.
2. Transformator de putere 1800kVA pentru cupatoare cu inducție
3. Transformator de putere, uscat 400kVA, construcție antigrizutoasă
4. Motor antideflagrant 160kW, 380/660V, 3000 rot/min.



NOU ! SUPER TIRISTORI



YST 14-21 1060 A curent de sarcină și o tensiune de blocare record de 3 600 V

YST 14-22 1 250 A și 2 600 V-cu o mare capacitate de manipulare a energiei în plus față de voltajul nominal.

Toate componentele firmei, tiristorii și diodele din toată gama de puteri, chiar și tiristorii EHV sînt supuse mai ușor încercării severe ale firmei ASEA, 50 de ore de test. Această concepție asigură poziția firmei pe plan mondial, o firmă sigură și de calitate. O trăsătură specială a tiristoarelor și diodelor firmei este prevederea unei plăci radiante a cărei atașare asigură ușurarea disipării căldurii. La mon-

tare nu este nevoie de un utilaj sau o îndemînare speciale. Folosind această superperformanță a noului produs, diversele sisteme de control pot fi utilizate la tensiuni mai mari de 1000 V, numai, utilizînd seria de tiristori menționată.

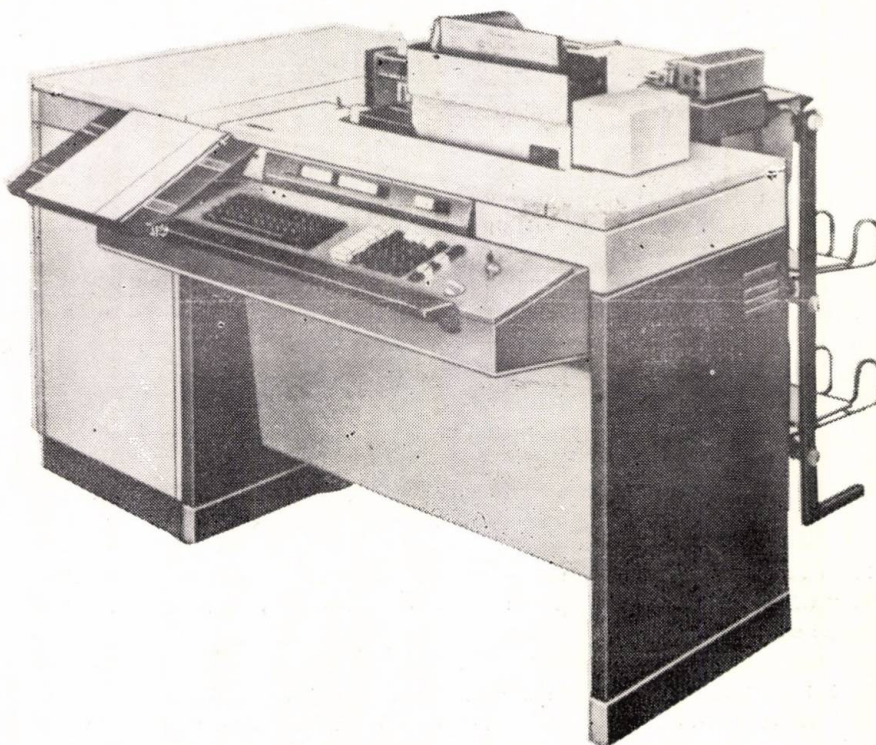
Astfel, echipamentul realizat va ocupa un spațiu mai mic și va avea un preț de cost redus.

Placa indică automat cînd se exercită o presiune corectă.

Vă invităm să solicitați noi informații despre super tiristori sau despre tot programul de semiconductori la adresa :

ASEA Secția de electronică
S-721 83 VĂSTERĂS SUECIA
Telex 40720 ASEAVA S

ASEA



dato

1750

Nou în CAER: Prelucrarea mag- netică a conturilor

Noul nostru automat electronic de contabilizat magnetic **dato 1750** este în legătură cu pachetele de programe în domeniile financiare, contabile, facturare și calcul, calcularea salariilor, contabilitate și verificare, posibilitatea rezolvării unor probleme complexe. Cu acesta se economisește timpul programatorului.

Parametrii optimi de folosire, fiabilitatea înaltă și timpul scurt de așteptare sint avantajele viitoare ale automatelor **dato 1750**. Se înțelege de la sine că ele conțin și un set de piese de schimb. Cartelele magnetice de cont se livrează la orice dată.

Hardware

Capacitatea memoriei de bază **8 k biți**

Memoria microprogramului **2 048**

Racordarea unității de discuri

Imprimantă cu **178 de poziții** și **100 semne/s**

Tastatură alfanumerică

Posibilitatea de prelucrare a diferitelor formate de conturi

Prin măsurări se pot monta și în încăperi mai mici. Cereți informații suplimentare.

Büromaschinen — Export GmbH
RDG — 108 Berlin,
Friedrichstrasse 61
Republica Democrată Germană

bme

Posibilități de raționalizare în utilizarea hîrtilor speciale pentru formulare

Chiar și în domeniul administrativ se pot obține economii efective de timp și de material prin utilizarea eficientă a aparatelor și a mijloacelor adecvate. Acest lucru este valabil mai ales cu privire la corespondența și la formularele unde sînt necesare și copii.

De peste 80 de ani se utilizează pentru astfel de copii hîrtii carbon, respectiv hîrtii indigo. Acest mod de „copiere” aduce cu sine multe dezavantaje datorate metodei impuse de folosirea acestor coloranți. În practica de birou modernă și în activitatea administrativă a acestora se impun tot mai multe cerințe în legătură cu structura formularelor. Copiile trebuie să fie :

- * vizibile (chiar și a zecea copie);
- * perfect rezistente la ștergere;
- * ușor de fotocopiat și de microfilmă la toate aparatele;
- * fără miros, rezistente la lumină și la umiditate.

Eforturile de a înlocui hîrtia carbon a dus la crearea unui nou tip de hîrtie pentru formulare și anume : HÎRTIA DE AUTOCOPIERE. În principiu există în acest caz două sisteme diferite :

Hîrtia de copiat mecanică : Aceste hîrtii sînt prevăzute pe verso cu un strat de coloranți. Ca și hîrtia carbon ele transmit colorantul prin „transfer de pigment” pe foaia următoare. Din păcate însă, aceste sisteme reprezintă numai o îmbunătățire minimă în comparație cu hîrtia carbon.

Hîrtia de copiat chimică : Odată cu dezvoltarea acestui sistem s-a produs o adevărată revoluție în sectorul formularelor. Pe baza noului principiu de funcționare, a fost posibil să se îndeplinească multe cerințe, valorificîndu-se chiar posibilități noi de creare a formularelor. Principiul de funcționare este foarte simplu. La sistemul de transfer chimic există trei foi diferite :

Foaia-CB (prima foaie, CB = coated back = stratificată pe verso) : în acest caz partea de pe verso este prevăzută cu milioane de capsule mici și invizibile.

Foaia-CF (foaia finală, CF = coated front = stratificată pe față) : partea superioară este acoperită cu un strat absorbant de argilă.

Foaia-CFB (foaia medie, CFB = coated front and back) : ea este prevăzută cu un strat absorbant și debitant în același timp.

Dacă, de exemplu, se utilizează un set de 12 foi, acesta se compune din 1 CB-foaie, 10 CFB-foi și 1 CF-foaie. La scriere, numai prin presiune (cu stiloul cu pastă sau cu mașina de scris) unele capsule cu coloranți din stratul-CB se sparg. Substanța colorantă eliberată intră în reacție chimică cu stratul-CF. Prin această reacție chimică copia devine vizibilă.

Utilizarea hîrtilor chimice de copiat reprezintă astăzi în majoritatea țărilor industrializate, de multe ori, unica soluție în ce privește rezolvarea multor probleme administrative. **Wiggins Teape Ltd.** din Anglia este cel mai mare producător din lume de hîrtie fină ; el produce hîrtia IDEM din anul 1956. Prin această experiență de peste 20 de ani IDEM are un avans important care face ca și astăzi IDEM-ul să fie hîrtia chimică de copiat cea mai solicitată din Europa.

Avînd în vedere calitatea hîrtiei, care este potrivită pentru executarea formularelor și pentru comanda acestora este foarte important să se cunoască posibilitățile corespunzătoare și limitele acestor sisteme și produse în parte. Desenul anexat ajută solicitantului la alegerea hîrtiei necesare.

Adăugăm două completări esențiale în legătură cu hîrtia de autocopiere chimică :

Cleul de autoseparare : datorită cleiului de autoseparare se pot produce cu un efort minim, în tipografie, și ca prin farmec, seturi de formulare lipite în locul blocurilor, într-un timp extrem de scurt.

Pasta de neutralizare : din motive organizatorice de multe ori este necesar ca anumite părți scrise să nu fie vizibile pe toate copiile. Aceasta se poate obține prin neutralizare. În tipografie se aplică pe locul respectiv al hîrtiei, un colorant special care împiedică reacția chimică. Datorită acestei metode se pot obține multe posibilități de raționalizare. De exemplu, într-o întreprindere, s-au folosit pînă acum, la prelucrarea unei comenzi patru formulare multiple, care au fost imprimate parțial în mod diferit. Cu hîrtia IDEM se pot valorifica în viitor toate posibilitățile (neutralizare, imprimare pe verso, numerotare etc.) numai cu un singur formular (de exemplu de 12 ori). Economia de timp și material se poate măsura.

De mai mulți ani IDEM este folosit și de tipografiile din România la producerea formularelor.

WIGGINS TEAPE,
1190 WIEN, GLANZINGGASSE
TX 75398, AUSTRIA

LISTA DE CECURI PENTRU SISTEME DE COPIERE

EXPLICAȚIE: JA = Cerința îndeplinită
JAB = Cerința îndeplinită numai pentru anumite produse respectiv și la condiții speciale
N = Cerința neîndeplinită

[illegible]



In the Romanian Market there is a powerful competition between foreign firms wishing to sell their goods.

DO YOU WISH TO SELL IN ROMANIA ?

Then in the first place, INFORM the people that make the very proposals for the import plans — THE END—USERS—of the import products!

HOW? WHEN? BY WHICH MEANS? IN WHICH FORMS ?

PUBLICOM

Romanian International Advertising Agency • Bucharest • 22, N. Bălcescu Blvd. • Cables: PUBLICOM, Telex 374, Telephon: 139883

is an agency specialized in the problems of the Romanian market, which by examining your offer can recommend you and execute for you the most efficient advertising under the specific conditions in the Romanian market.

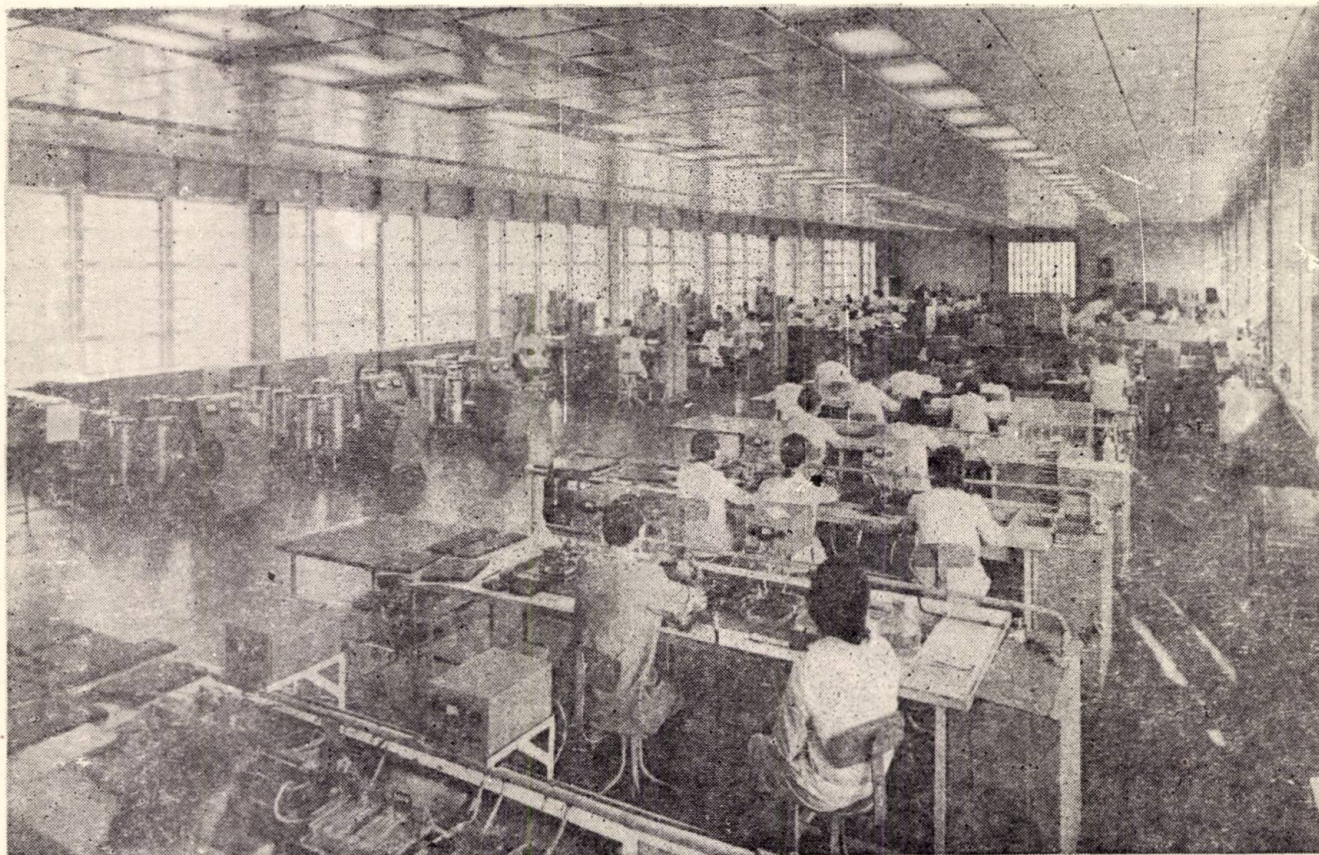
- staging of specialized and branch exhibition followed or not by technical demonstration.
- organization of technical lectures with or without display of samples, film shows and projection of slides, studies of offers and selection of end-users, invitation to conference and lectures.
- interpreters and demonstrations.
- printing of catalogues, prospectuses, folders, leaflets posters, offers and invitations etc.
- translation and duplication of texts
- publicity in Romanian dailies and periodicals the specialized press included.
- publicity over the radio and television services and through the cinema.
- business cocktail parties
- photo publicity services
- billposting and boardposting in the streets, stadiums, sports halls, airports and public vehicles, in health and holiday resorts.
- illuminated signs

PUBLICOM — your publicity counsellor in the Romanian market.

I.P.R.S.-BĂNEASA

ÎNTRERINDERE DE PIESE RADIO ȘI SEMICONDUCTOARE-
BĂNEASA, 72996 BUCUREȘTI—ROMÂNIA

Str. Erou Iancu Nicolae nr. 32.
Telefon: 33.38.30, Desfacere 33.53.17, Telex: 11.203 iprs r
(autobuz 48 de la Casa Științei)



PRODUCE:

CONDENSATOARE

- electrolitice
- styroflex
- poliester
- polipropilenă
- hîrtie
- auto

CIRCUITE INTEGRATE

- logice
- liniare

DIODE CU Si

- de comutație
- de uz general
- redresoare (normale și rapide)
- stabilizatoare de tensiune

DIODE CU Ge

- de semnal și comutație
- redresoare
- fotodiode

TRANZISTOARE CU Ge

- de J.F. mică putere
- de J.F. medie putere
- de J.F. de putere
- de I.F. mică putere

PUNȚI REDRESOARE

TIRISTOARE

TRANZISTOARE CU Si

- de J.F. mică putere
- de J.F. medie putere
- de J.F. de putere
- de I.F. mică putere

1978 MAR 29